

**CHARLES MOONS**

**LA  
RADIO  
DE  
L'AMATEUR**

**ÉDITIONS  
FYROLLES**

**CHARLES MOONS**

**LA**

**RADIO**

**DE**

**L'AMATEUR**

**ÉDITIONS  
EYROLLES**

# LA RADIO DE L'AMATEUR

CHARLES MOONS

---

LA  
RADIO  
DE  
L'AMATEUR

•

EDITIONS LÉON EYROLLES

LIBRAIRIE DE L'ENSEIGNEMENT TECHNIQUE

61, Boulevard Saint-Germain, PARIS (5<sup>e</sup>)

## AVANT-PROPOS

---

Le tome I de « La Radio du Débutant » était un ouvrage de *vulgarisation* qui avait pour but d'*initier* le lecteur à la radio-technique.

Nous nous étions proposé de former des « Amateurs avertis ». Pour cela, la méthode surtout devait permettre à chacun de suivre avec facilité et intérêt. Il fallait aussi limiter la matière enseignée et ne pas entrer dans des détails dont la difficulté aurait rebuté le débutant. Il fallait, pour établir un programme, commencer par définir l'« Amateur averti ».

Qu'est-ce qu'un amateur ?

Littéralement, c'est celui qui éprouve du plaisir à s'occuper d'une chose. La définition ne nous suffit pas, elle est trop vague.

Ainsi, celui qui aime regarder un match de football est un « amateur », mais, quoi qu'il en dise, il n'est pas un sportif ; il est certainement moins « amateur » que le joueur.

De même, celui qui aime écouter la radio parce qu'il aime la musique, sa pipe et ses pantoufles est un « amateur de radio » ; mais pour celui-ci, jamais nous n'aurions pu écrire un volume.

Voici donc notre façon de concevoir l'« Amateur averti ».

C'est l'homme curieux de toutes les applications scientifiques. C'est l'homme qui sait « mettre la main à tout », mais adroitement ; c'est celui qui possède des outils et sait s'en servir.

C'est le monsieur qui démonte sa bicyclette ou sa moto.

S'il fait de la photographie, il ne se contente pas d'appuyer sur le bouton, puis de porter sa « bobine » au magasin des « Travaux pour Amateurs ». Non ! Il exécute lui-même ses développements. Son petit laboratoire doit contenir beaucoup de produits, ainsi que les instruments nécessaires à la préparation des bains. Il n'est pas « chimiste », mais il connaît le rôle de chaque produit. Il prépare ses solutions et ses mélanges en suivant une « recette ». Il réalise à la lettre et très adroitement toutes les manipulations indiquées dans ses livres de photographie. Après un certain temps, il devient un praticien très habile.

En radio, « l'Amateur averti » doit pouvoir juger un schéma de principe et le choisir suivant les performances qu'il désire réaliser et

la somme qu'il veut dépenser. Il doit, dans une certaine mesure, reconnaître la bonne qualité d'une pièce détachée.

Manuellement, il doit être capable de visser, forer, souder, limer, etc. et doit posséder les bons outils nécessaires. Il réalisera lui-même son récepteur de T. S. F. Ses montages sont « propres » et bien exécutés. Mais, il se gardera toujours d'apporter la moindre modification aux indications données dans un livre ou une revue sérieuse. Il sait qu'il a encore beaucoup à apprendre et ne se pose pas en « Je sais tout ». Il est prudent, n'est pas « Touche à tout ». Il ne calcule pas, mais il comprend son travail d'une manière intuitive et suffisante.

Le « Radioamateur devenu technicien », lui, a des connaissances plus approfondies. Une formule ne le rebute pas ; il sait lire et interpréter une courbe sur un graphique. Il n'est pas ingénieur, mais il connaît la construction et la mise au point des récepteurs et sait utiliser les instruments de mesures et de contrôle.

Cette définition est bien courte ; elle est cependant suffisante pour comprendre le but du tome II.

Le tome III formera le « Technicien de Laboratoire » qui sera, lui, l'aide de l'Ingénieur.

## FORMULES UTILISÉES DANS LE TOME II

---

Dans le but d'éviter au lecteur un fastidieux travail de recherche, nous avons réuni au début de ce volume toutes les formules qui y sont reprises en leur donnant le numéro d'ordre de présentation et la page où elles sont utilisées pour la première fois.

Formules.

- (1) p. 13 Capacité d'un condensateur :  $C = \frac{KS}{4 \pi e}$
- (2) p. 14 Rapport entre cm. et farad :  $F = 9 \times 10^{11}$  cm.  
microfarad =  $\mu F = 9 \times 10^5$  cm.  
micromicrofarad =  $\mu\mu F = 0,9$  cm.
- (3) p. 14 Condensateurs en parallèle :  $C = C_1 + C_2 + C_3 + \dots$
- (4) p. 14 » » série :  $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} + \dots$
- (5) p. 15 Deux condensateurs en série :  $C = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}$
- (6) p. 23 Pulsation ou vitesse angulaire :  $\omega = 2 \pi F$ .
- (7) p. 23 Capacitance :  $Z = \frac{1}{\omega C}$
- (8) p. 23 Impédance d'un condensateur :  $Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$
- (9) p. 25 Capacitance d'un condensateur de 1  $\mu F$  à 100 p/s =  
1600 ohms environ.
- (10) p. 30 Impédance d'une bobine :  $Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$
- (11) p. 30 Inductance :  $Z = \omega L$ .
- (12) p. 31 Constante de temps d'une bobine =  $\frac{L}{R}$
- (13) p. 33 Résonance d'un circuit oscillant :  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$
- (14) p. 33 Formule de Thomson :  
fréquence d'un circuit oscillant :  $F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$
- (15) p. 34 Temps d'une période :  $t = 2 \pi \sqrt{LC}$
- (16) p. 34 Longueur d'onde :  $\lambda = \frac{v}{F}$  ;  $F = \frac{v}{\lambda}$
- (17) p. 34 » » :  $\lambda = v \times 2 \pi \sqrt{LC}$
- (18) p. 34 » » :  $\lambda = 300\,000\,000 \text{ m.} \times 2 \pi \sqrt{LC}$

- (19) p. 35 Fréquence de résonance approximative  
d'un circuit oscillant :  $F = \frac{160\ 000\ 000}{\sqrt{LC}}$
- (20) p. 35 Longueur d'onde approximative  
d'un circuit oscillant :  $\lambda = 2 \sqrt{LC}$
- (21) p. 46 Capacité du circuit oscillant connaissant le coefficient de self-induction de la bobine et la fréquence :  
$$C = \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L} = \frac{1}{\omega^2 L}$$
- (22) p. 53 Gain d'une triode :  $g = K \frac{R_u}{R_i + R_u}$
- (23) p. 55 Résistance interne d'un tube :  $R_i = \frac{v}{i}$
- (24) p. 55 Coefficient d'amplification d'un tube :  $K = \frac{v}{u}$
- (25) p. 55 Pente statique d'un tube :  $S = \frac{i}{u}$
- (26) p. 55 Rapport entre R, K et S :  $R = \frac{K}{S}$   
$$S = \frac{K}{R_i}$$
  
$$K = S R_i$$
- (27) p. 57 Gain d'une penthode :  $g = S R_u$
- (28) p. 123 Coefficient de self-induction d'une bobine destinée à couvrir une bande de fréquences  $F' - F$  au moyen d'un condensateur variable dont on connaît la variation utile  $d$  :  
$$L = \frac{F'^2 - F^2}{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}$$
- (29) p. 123 Capacité minimum d'un circuit oscillant qui doit couvrir la bande de fréquences de  $F$  à  $F'$  au moyen d'un condensateur variable dont on connaît la variation utile  $d$  :  
$$c = \frac{F^2 d}{F'^2 - F^2}$$
- (30) p. 123 Capacité maximum :  $C = \frac{F'^2 d}{F'^2 - F^2}$
- (31) p. 168 Résistances en série :  $\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots$
- (32) p. 170 Pente dynamique d'une triode :  $S' = \frac{S}{1 + (R_u : R_i)}$
- (33) p. 185 Puissance modulée d'un tube triode :  
$$W_o = \frac{(I_a \text{ max} - I_a \text{ min}) \times (V_a \text{ max} - V_a \text{ min})}{8}$$

(34) p. 187 Distorsion par harmonique II (triodes)

$$\% b \text{ II} = \frac{I_a \text{ max} - I_a \text{ min}}{I_a \text{ max} + I_a \text{ min}} \times 100$$

(35) p. 195 Tensions induites dans le primaire du transformateur de sortie.

$$V \text{ eff.} = \sqrt{\text{impéd. de ch.} \times W. \text{ mod.}} = \sqrt{Z \cdot W}$$

(36) p. 197 Puissance modulée d'un tube penthode

$$W_e = \frac{[I_a \text{ max} - I_a \text{ min} + 1,41 (I_{a1} - I_{a2})]^2 \times R}{32}$$

(37) p. 199 Impédance de charge optimum pour une penthode de sortie

$$R_u = V_a : I_a .$$

(38) p. 250 Puissance moyenne d'un courant alternatif =  $\frac{E \text{ max} \times I_a \text{ max}}{2}$

(39) p. 272 Gain en tension d'un amplificateur non réactif  $G = \frac{S}{E}$   
 $S = E G$

(40) p. 273 Gain en tension d'un amplificateur réactif  $G_r = \frac{S}{E} = \frac{1}{r}$

## CHAPITRE I

# CONDENSATEURS ET BOBINES

### Les condensateurs

#### CAPACITÉ D'UN CONDENSATEUR

Dans le tome I, nous avons donné déjà quelques notions relatives aux condensateurs et à l'électricité sous sa forme potentielle, « l'électricité statique », comme disaient les anciens.

La bouteille de Leyde, dont il a été question dans le tome I, page 72, fut le premier condensateur connu. Il est de toute évidence que la forme d'une bouteille n'a aucune raison d'être et que pour constituer un condensateur, trois éléments sont nécessaires, à savoir : deux armatures et un isolant.

La capacité d'un condensateur dépendra de la surface des armatures (ou plus exactement de la surface en regard des armatures), de la nature et de l'épaisseur de l'isolant (ou diélectrique).

Plus exactement : *la capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface en regard des armatures et à la constante diélectrique de l'isolant. La capacité est aussi inversement proportionnelle à l'épaisseur de l'isolant.*

Cela s'exprime par la formule  $C = \frac{K S}{4 \pi e}$  (1)  
dans laquelle  $C$  est la capacité,

$K$  est la constante diélectrique de l'isolant,

$S$  est la surface en regard des armatures,

$e$  est l'épaisseur de l'isolant.

Les isolants des condensateurs utilisés en radioélectricité sont l'air, le mica, le papier paraffiné et l'alumine (oxyde d'aluminium).

Voici la valeur de  $K$  pour chacun de ces isolants :

air	$K = 1,$
papier paraffiné	$K = 2$ environ,
mica	$K = 6$ à $8,$
alumine	$K = 9.$

Si, dans la formule  $C = \frac{K S}{4 \pi e}$ ,  $S$  est exprimé en  $\text{cm}^2$  et  $e$  en  $\text{cm}.$ ,

la capacité sera exprimée en centimètres. Le centimètre, qu'il ne faut pas considérer ici comme une mesure de longueur, est l'unité de mesure des capacités dans le système électrostatique C. G. S. Cette unité est utilisée généralement pour les très petites capacités.

On emploie aussi le farad, qui vaut  $9 \times 10^{11}$  centimètres (2)

le microfarad, qui vaut  $9 \times 10^5$  cm.

le millimicrofarad, qui vaut  $9 \times 10^2$  cm.

le micromicrofarad, qui vaut 0,9 cm.

### CAPACITÉ DE PLUSIEURS CONDENSATEURS ASSOCIÉS

*Association de plusieurs condensateurs en parallèle :*

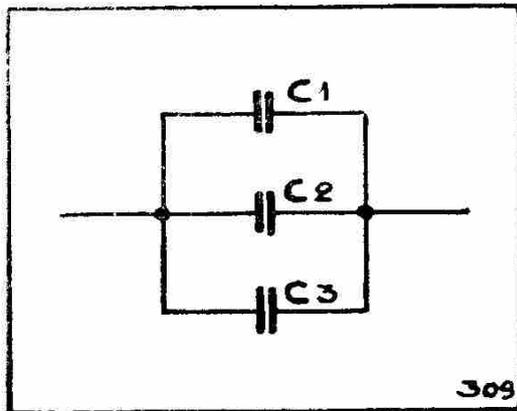


Fig. 1.

Il est de toute évidence que le condensateur résultant de l'association en parallèle des trois condensateurs  $C_1$ ,  $C_2$  et  $C_3$  se comportera comme un seul condensateur dont la surface serait égale à la somme des surfaces et dont l'épaisseur de l'isolant serait égale à celle de chacun d'eux. Donc,  $C = C_1 + C_2 + C_3$  (3) (fig. 1).

*Association de plusieurs condensateurs en série :*

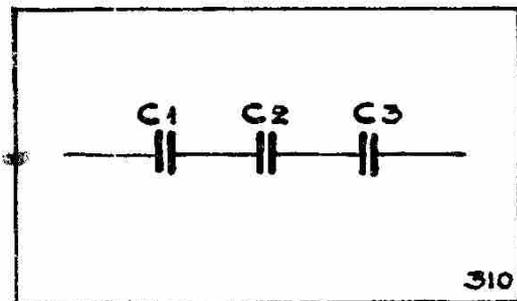


Fig. 2.

L'association de ces trois condensateurs en série répond à la règle suivante :

Loi de Kirchoff : *l'inverse de la capacité résultante (C) égale la somme des inverses des capacités composantes.* Donc :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \quad (4) \quad (\text{fig. 2})$$

Ainsi, dans le cas particulier où les trois condensateurs seraient égaux géométriquement et électriquement, la résultante équivaldrait à un condensateur dont les armatures auraient la même surface que celle de l'un des trois condensateurs constituants, mais dont l'épaisseur de l'isolant serait triple.

*Utilisation pratique de ces associations dans le domaine de la radioélectricité.*

En radio, on associe souvent deux condensateurs, rarement plus de deux.

En parallèle, nous répétons que  $C = C_1 + C_2$  (3)

En série, la formule  $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$  (4)

peut se transformer. Pour cela, réduisons au même dénominateur les fractions  $\frac{1}{C_1}$  et  $\frac{1}{C_2}$ , il vient :

$$\begin{aligned}\frac{1}{C} &= \frac{C_2}{C_1 C_2} + \frac{C_1}{C_1 C_2} \\ \frac{1}{C} &= \frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2} \\ C &= \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}\end{aligned}\quad (5)$$

Nous attirons tout particulièrement l'attention du lecteur sur un cas très important et dont nous trouverons l'application dans l'alignement des récepteurs à changement de fréquence.

Si  $C_1$  et  $C_2$  sont très différents, si  $C_1$  est grand et  $C_2$  relativement petit, en les associant en parallèle, leur capacité résultante sera à peine plus grande que le plus grand, donc que  $C_1$  ; en les associant en série, leur capacité résultante sera à peine plus petite que le plus petit, donc que  $C_2$ .

Exemple :  $C_1 = 500$  cm.

$C_2 = 10$  cm.

En parallèle,  $C = 500$  cm. +  $10$  cm. =  $510$  cm.

En série,  $C = \frac{500 \text{ cm.} \times 10 \text{ cm.}}{500 \text{ cm.} + 10 \text{ cm.}} = \frac{5000 \text{ cm}^2}{510 \text{ cm.}} = 9,804$  cm.

## FONCTIONNEMENT DES CONDENSATEURS

### *Analogie hydraulique.*

Pour expliquer les phénomènes électriques, il est souvent fait appel à la méthode de la comparaison avec les phénomènes hydrauliques.

Cette méthode est dangereuse, car les débutants prennent la comparaison à la lettre et se font une fausse idée de la question. Analogie n'est pas identité.

Cette réserve faite, nous pouvons aborder l'étude du fonctionnement des condensateurs par une comparaison avec un système hydraulique et reconnaître l'analogie curieuse qui existe entre un condensateur et une tuyauterie obturée par une membrane élastique.

Soit un système de tuyauteries raccordées comme l'indique la figure 3.

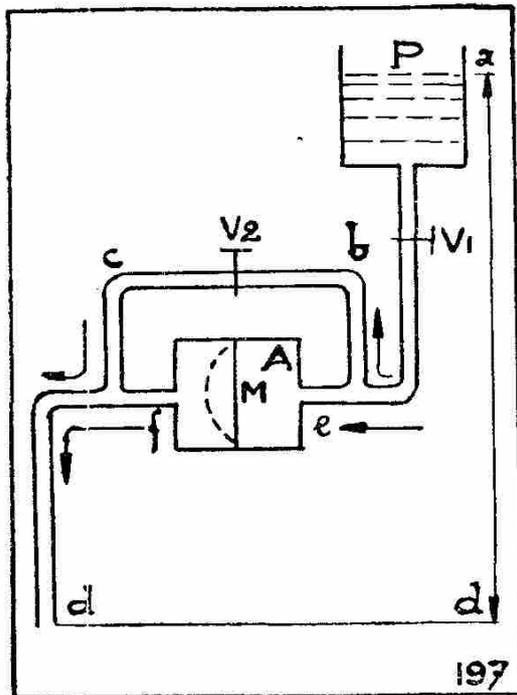


Fig. 3.

$V_1$  et  $V_2$  sont des vannes.

A est un réservoir de forme quelconque, nous pouvons le supposer cylindrique.

M est une cloison étanche mais élastique.

P est un réservoir situé à une certaine hauteur. Il produit une certaine pression qui oblige l'eau à circuler dans le sens des flèches.

La hauteur  $ad$  représente la différence de niveau.

D'autre part, disposons un système de conducteurs électriques et quelques accessoires, comme l'indique la figure 4.

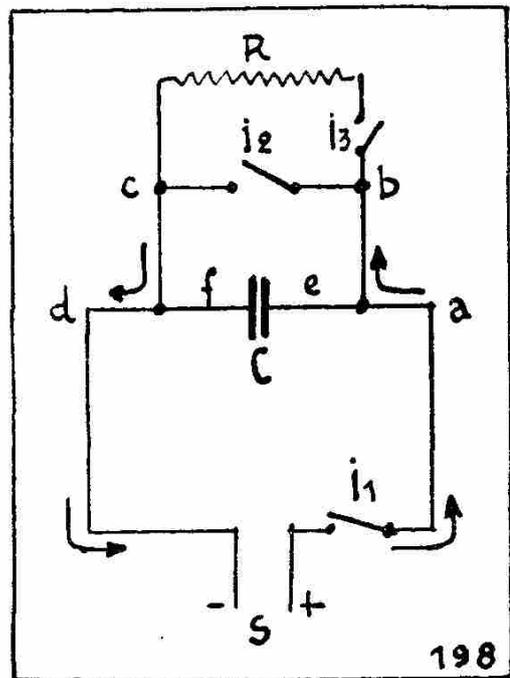


Fig. 4.

C est un condensateur que nous comparons à la membrane M.

$I_1$  est un interrupteur qui permet de couper le circuit comme la vanne  $V_1$ .

$I_2$  est un interrupteur, pendant de  $V_2$ . Il est à remarquer qu'un robinet ouvert correspond à un interrupteur fermé. En effet, le courant d'eau passe quand le robinet est ouvert et le courant électrique passe quand l'interrupteur est fermé.

S est une source de courant continu qui s'identifie avec P.

Les pôles de cette source sont indiqués sur la figure

R est une résistance.

$I_3$  est un interrupteur qui permet de mettre R hors circuit.

### I. - Le condensateur est court-circuité

$V_1$  est fermé,  $V_2$  est ouvert.

Ouvrons  $V_1$ .

L'eau va circuler suivant le trajet P, a, b,  $V_2$ , c, d.

Si la membrane est élastique, elle se gonflera d'une manière imperceptible, convexité à gauche.

$I_2$  est fermé ;  $I_1$  et  $I_3$  sont ouverts. Fermons  $I_1$ .

Le courant va circuler dans le sens de la flèche S +,  $I_1$ , a, b,  $I_2$ , c, d, S -

Les électrons circuleront en sens inverse et afflueront en très léger sur-nombre sur l'armature gauche du condensateur.

## II. - Le condensateur shunte une résistance

$V_1$  est fermé ;  $V_2$  est ouvert très légèrement.

Ouvrons  $V_1$ .

L'eau va circuler suivant le trajet P,  $a$ ,  $b$ ,  $V_2$ ,  $c$ ,  $d$ .

La membrane M se gonflera plus fort que dans l'expérience I. La réduction du débit par suite de la fermeture partielle de  $V_2$  entraîne une augmentation de la pression à droite de  $V_2$  relativement à la gauche. Cette pression s'exerce sur la face droite de la membrane qui se gonfle plus fort que dans l'expérience I.

Si nous fermons  $V_1$ , la membrane, grâce à son élasticité, reprendra peu à peu sa position de repos, provoquant un courant dans le sens M (côté droit),  $e$ ,  $b$ ,  $V_2$ ,  $c$ ,  $f$ , M (côté gauche).

$I_1$  et  $I_2$  sont ouverts ;  $I_3$  est fermé. Fermons  $I_1$ .

Le courant devra passer par la résistance R et créera à ses extrémités une différence de potentiel. Au moment où nous fermons  $I_1$ , la différence de potentiel aux bornes de R, donc de C, étant bien plus grande que quand  $I_2$  est fermé, l'afflux d'électrons sur la face gauche du condensateur sera bien plus grand que dans le cas de l'expérience I.

Si nous ouvrons l'interrupteur  $I_1$ , de façon à couper le circuit, l'excès d'électrons de l'armature gauche (charge négative) se reportera sur l'armature droite où il y a défaut d'électrons (charge positive). Ce déplacement se fera à travers la résistance R et durera un certain temps. Ce temps dépendra de la quantité d'électrons emmagasinés et de la valeur de la résistance.

## III. - Charge et décharge d'un condensateur

$V_1$  et  $V_2$  sont fermés.

Ouvrons  $V_1$ .

La membrane M va se gonfler, formant une poche qui représente une réserve.

Fermons  $V_1$ .

La réserve, si le tout est étanche, peut se conserver indéfiniment.

Ouvrons  $V_2$ .

La réserve va se précipiter par le chemin  $e$ ,  $b$ ,  $V_2$ ,  $c$ ,  $f$ , et la membrane reprendra sa position de repos.

Peut-on augmenter la capacité de la poche sans changer la hauteur relative du réservoir R ?

Oui, en faisant la membrane plus grande, ou plus fine, ou en une matière plus élastique.

Peut-on augmenter la capacité de la poche, sans rien changer à la membrane ?

Oui, en augmentant la pression fournie, donc en augmentant la différence de niveau  $ad$ . Dans ce cas, il arrivera un moment où la limite d'élasticité de la membrane sera atteinte et où celle-ci crèvera.

$I_1$  et  $I_2$  sont ouverts. R est déconnectée par l'ouverture de  $I_3$ .

Fermons  $I_1$ . — Les électrons vont se précipiter sur l'armature gauche du condensateur et s'écarter de l'armature droite. Le condensateur sera chargé.

Ouvrons  $I_1$ . — S'il n'y a pas de fuite, la charge peut se conserver longtemps.

Fermons  $I_2$ . — Les électrons en excès vont se précipiter par  $f$ ,  $c$ ,  $I_2$ ,  $b$ ,  $e$  sur l'armature droite, où il y a défaut d'électrons. Le condensateur est déchargé.

Peut-on augmenter la capacité du condensateur sans changer la tension de la source ?

Oui, en augmentant la surface en regard des armatures, ou en rapprochant les deux armatures, ou en changeant la nature de l'isolant.

Peut-on augmenter la quantité d'électrons tenus en réserve sans rien modifier à la construction du condensateur ?

Oui, en augmentant la tension de la source. Mais, dans ce cas, il arrivera un moment où la tension sera telle qu'une étincelle jaillira entre les deux armatures, à travers l'isolant, mettant le condensateur hors de service.

#### IV. - Charge d'un condensateur à travers une résistance

R est un tube fin qui oppose une résistance au passage de l'eau (fig. 5).

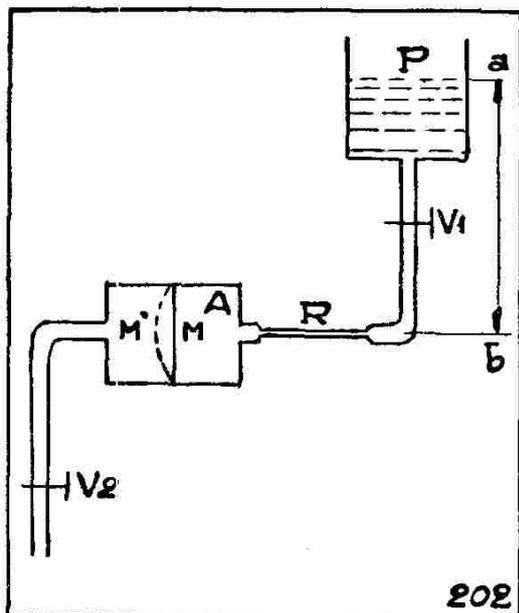


Fig. 5.

$V_1$  et  $V_2$  sont fermés.

Ouvrons  $V_1$  et  $V_2$ .

La pression résultant de la différence de niveau  $ab$  va se transmettre sur la face droite de la membrane, et celle-ci va se gonfler. Mais le tube fin R va limiter le débit. La membrane, en se gonflant, va se tendre de plus en plus et exercer, grâce à son élasticité, une contre-pression en sens inverse. Plus la membrane sera concave vers la droite (et convexe vers la gauche), plus la contre-pression sera grande. Il est compréhensible que le débit dans R ira en diminuant. Au moment où la membrane sera suffisamment gonflée que pour exercer une contre-pression égale à la pression provenant de la hauteur relative de P, un état d'équilibre se manifestera par la cessation du débit dans R.

La membrane emmagasine une réserve d'eau, rapidement d'abord, puis de moins en moins vite, pour atteindre une pleine charge en un temps qui, théoriquement, est infini (fig. 7).

La figure 6 ne nécessite aucun commentaire.

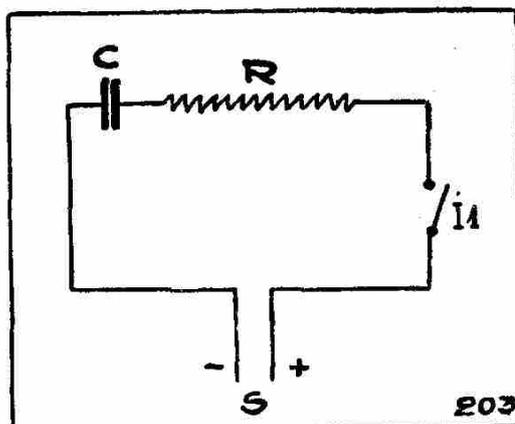


Fig. 6.

Fermons I.

Le condensateur ne se chargera pas instantanément, car la résistance R limite le passage du courant (loi d'Ohm). Au fur et à mesure que les électrons afflueront sur l'armature gauche et fuiront l'armature droite, il s'établira petit à petit aux bornes du condensateur une différence de potentiel en opposition avec celle de la source. Le courant cessera alors de passer et le condensateur sera chargé à une tension égale à celle de la force électromotrice de la source. Donc, le condensateur se charge rapidement d'abord, puis de moins en moins avant d'atteindre la pleine charge qui, théoriquement, ne se fera qu'après un temps infini.

La figure 7 schématise bien la charge d'un condensateur à travers une résistance.

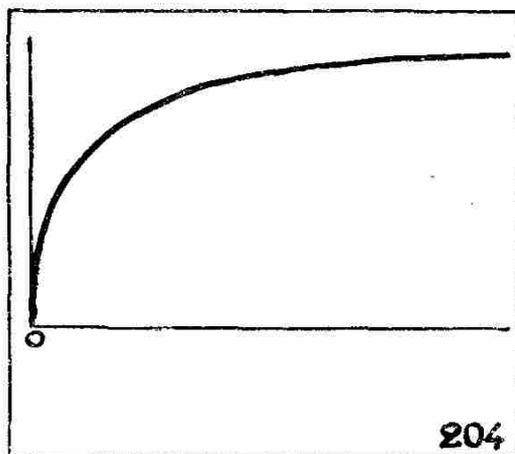


Fig. 7.

V. - Décharge d'un condensateur à travers une résistance

Dans la figure 8, on trouvera un élément,  $R$ , qui représente un tube très fin, donc, qui oppose une résistance au passage de l'eau.

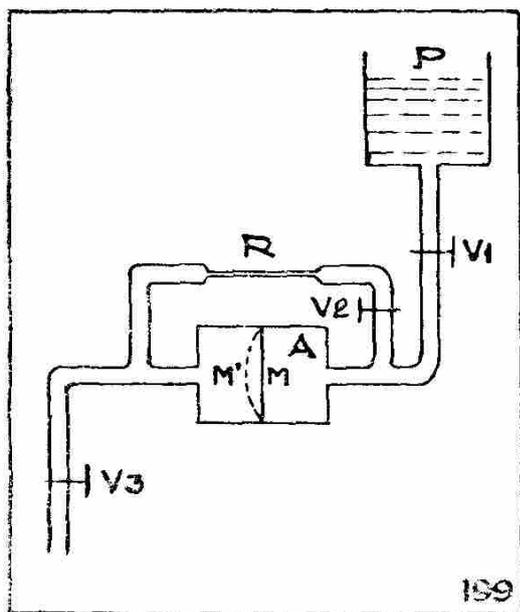


Fig. 8.

$V_1$ ,  $V_2$  et  $V_3$  sont fermés.

Ouvrons  $V_1$  et  $V_3$ .

Sous l'effet de la pression, la membrane va se gonfler comme l'indique le pointillé  $M'$ .

Fermons  $V_1$  et  $V_3$ , puis ouvrons  $V_2$ .

Par suite de son élasticité, la membrane va exercer une pression de gauche à droite. L'eau va donc passer à travers le tube fin de droite à gauche.

Mais le débit à travers  $R$  ne sera pas constant, car au fur et à mesure

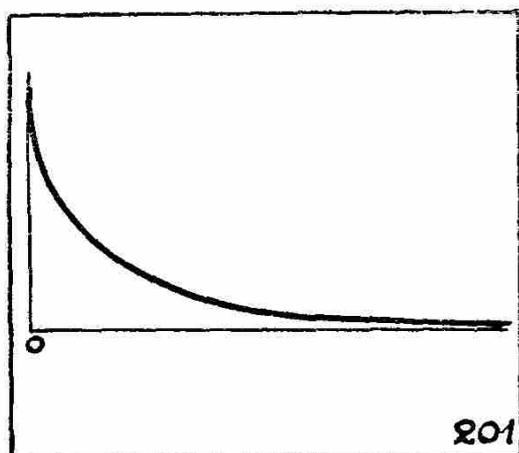


Fig. 10.

La figure 9 n'est qu'une simplification de la figure 4.

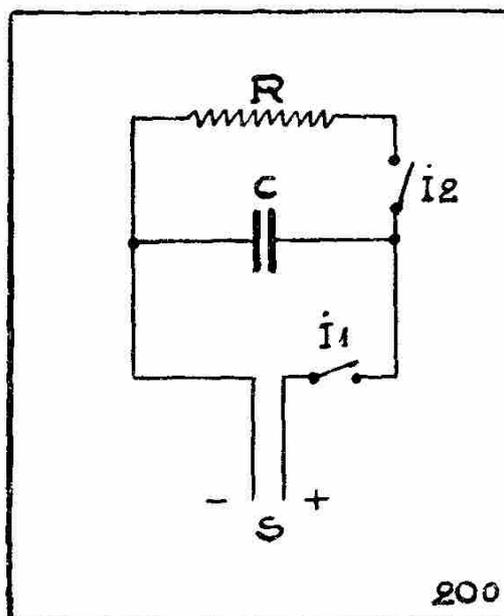


Fig. 9.

$I_1$  et  $I_2$  sont ouverts.

Fermons  $I_1$ .

La différence de potentiel aux bornes de la source va se transmettre aux armatures du condensateur qui va se charger :

— à gauche, + à droite ; il y aura donc excès d'électrons sur l'armature gauche, défaut sur l'armature droite. Comme il n'y a pas de circuit d'utilisation, donc pas de courant, la différence de potentiel aux bornes de la source est égale à sa force électromotrice (voir tome I, page 53). Ouvrons  $I_2$ . S'il n'y a pas de perte, si le condensateur est parfait, la charge doit se conserver indéfiniment.

Fermons  $I_2$ .

Les électrons en excès à gauche vont se précipiter à travers  $R$  vers l'armature de droite. Il y a donc courant en sens inverse du sens du mouvement des électrons. Mais, au fur et à mesure que l'équilibre électrique se rétablit entre les deux armatures, la différence de potentiel diminue. En vertu de la loi d'Ohm, le débit dans

que la membrane passe de la position  $M'$  à la position de repos  $M$ , sa tension diminue. En même temps, diminue la pression qu'elle exerce sur le liquide. Le débit dans  $R$  va donc bien en décroissant et peut se schématiser par la courbe de la figure 10.

#### VI. - *Comportement d'un condensateur en présence d'une tension continue mais variable*

$V_2$  et  $V_3$  sont ouverts.

$V_1$  est manipulé de façon que le débit soit variable. Une ouverture complète sera suivie d'une fermeture presque complète puis d'une nouvelle ouverture.

Il est certain que plus la vanne  $V_1$  est ouverte, plus petite est la différence de pression entre son entrée (à droite) et sa sortie (à gauche). Si nous prenons comme zéro la pression à gauche, nous pourrions dire que la pression à droite augmente avec la fermeture de la vanne et avec la réduction du débit.

Mais cette différence de pression, différence variable, se répète sur les deux faces de la membrane élastique  $M$ , qui se gonfle et fait une réserve d'eau au moment des maxima de pression et restitue sa réserve au moment des minima. Cette membrane tend donc à régulariser la pression sur la vanne  $V_3$ .

#### VII. - *Comportement d'un condensateur aux bornes d'une source de courant alternatif*

Dans la figure 11, on trouve un nouvel élément. C'est un cylindre (Cyl) dans lequel se meut un piston étanche  $P$ , dont le mouvement de va et vient est commandé par la tige de piston  $t$  et la bielle  $b$ , tout comme dans une machine à vapeur qui serait dépourvue de tiroir distributeur.

La chambre droite du cylindre communique avec la face droite de  $M$  et la chambre gauche du cylindre com-

la résistance doit diminuer dans la même proportion.

On comprend donc que la décharge ne soit pas instantanée et qu'elle s'opère comme l'indique la courbe de la figure 10.

Remplaçons la résistance  $R$  par une résistance variable et manipulons la commande de cette résistance de façon à faire varier continuellement sa valeur.

$I_1$  et  $I_2$  sont fermés.

Le courant traversant  $R$  crée à ces extrémités une différence de potentiel proportionnelle à la valeur de la résistance. Application de la loi d'Ohm  $V = RI$ .

Si  $R$  varie, la différence de potentiel variera dans la même proportion.

Cette différence de potentiel va se répéter sur les deux armatures du condensateur. Donc, aux pointes de tension, les électrons s'accumuleront sur l'armature gauche et fuiront l'armature droite. Aux minima de tension, les électrons passeront de l'armature gauche à l'armature droite en traversant  $R$ . Cette augmentation du débit dans  $R$  augmentera la différence de potentiel à ses bornes, précisément au moment où la tension était minimum.

Le condensateur a donc pour effet de régulariser une tension continue variable appliquée à ses bornes.

C'est l'effet de filtre.

Dans la figure 12, le condensateur est connecté aux bornes d'une source alternative de tension.

Pendant la première demi-période, les électrons sont en excès sur l'armature gauche, par exemple, et il y a défaut sur l'armature droite. Pendant la deuxième demi-période, les électrons se portent en excès sur l'armature droite et il y a défaut d'électrons sur l'armature gauche.

munique avec la face gauche de M.

Remarquons en passant que la variation de la vitesse de déplacement

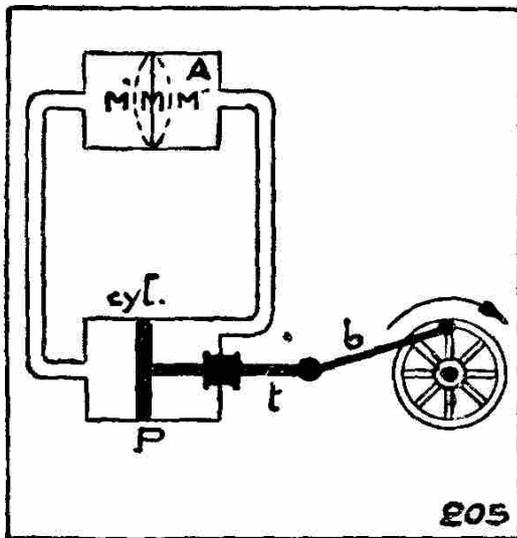


Fig. 11.

du piston est, à peu de chose près, sinusoïdale.

P, en se déplaçant vers la gauche, envoie l'eau de la chambre gauche vers la membrane qui prendra la position M''.

Pendant ce temps, l'eau de la partie droite de A se porte dans la chambre droite.

Si le piston se déplace maintenant vers la droite du cylindre, l'eau de la partie gauche de A fait retour dans la chambre gauche et l'eau de la chambre droite gonflera la membrane et l'amènera dans la position M'.

Concluons : la pression exercée par le piston est alternative. L'eau qui se trouve à gauche de P et de M ne peut passer dans la partie à droite de P et de M. Mais cela n'empêche pas que, en tout point du circuit, l'eau, soumise à une pression alternative, exécute un mouvement de va et vient que nous pouvons qualifier d'alternatif semblable à celui qui existerait si nous avions supprimé la membrane. Je dis semblable et non identique, car il est certain que la plus ou moins grande rigidité de la membrane oppose une résistance à la pression communiquée par le piston.

Concluons : Les électrons de la partie gauche ne peuvent passer dans la partie droite. Mais en chaque point du circuit, des électrons circulent en un mouvement alternatif comme si le condensateur n'existait pas ou, tout

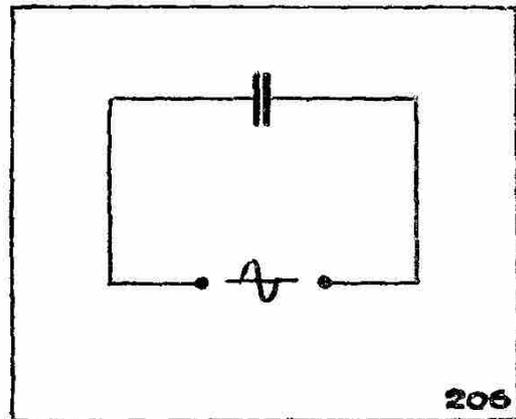


Fig. 12.

au moins, serait remplacé par l'équivalent d'une résistance. Rien d'étonnant, d'ailleurs, que les électrons ne fassent pas à chaque demi-période le tour complet du circuit. En effet, rappelons-nous (voir tome I, page 16) que la vitesse du courant est la vitesse de propagation du mouvement des électrons. La vitesse du courant est de 300.000 km. par seconde, ce qui peut aussi s'écrire  $3 \cdot 10^{10}$  cm/s, alors que la vitesse des électrons est considérablement plus réduite et que, en particulier dans le courant alternatif, le mouvement des électrons, pendant une demi-période, est variable. Si le courant est sinusoïdal, la variation de vitesse des électrons est aussi sinusoïdale. Donc, dans certains courants alternatifs à fréquence élevée, le mouvement des électrons peut n'être qu'une vibration de quelques centimètres d'amplitude.

RÉSISTANCE APPARENTE D'UN CONDENSATEUR  
EN COURANT ALTERNATIF

*Rappel.*

Nous savons qu'un courant alternatif peut être sinusoïdal.

Nous savons qu'il peut aussi être complexe, c'est-à-dire être constitué d'un courant alternatif à une fréquence fondamentale, sur laquelle vient se greffer un certain pourcentage de certains harmoniques.

Le théorème de Fourier démontre que toute vibration complexe peut être décomposée en une fréquence fondamentale sinusoïdale et certains de ses harmoniques.

Étudions donc le comportement d'un condensateur en présence d'un courant alternatif sinusoïdal.

*Pulsation ou vitesse angulaire.*

Pour produire un courant alternatif sinusoïdal, il suffit de placer une spire d'un fil conducteur dans un champ magnétique et de faire tourner cette spire autour d'un diamètre perpendiculaire à la direction des lignes de force. Pour plus de détail, nous conseillons au lecteur de se reporter à un ouvrage traitant des machines dynamoélectriques.

Donc, une période complète sera définie par une rotation de la spire d'un tour sur elle-même.

Un point quelconque de la spire aura donc décrit une circonférence. Si nous prenons pour unité le rayon de cette circonférence, le point se sera déplacé de  $2 \times \pi \times 1 = 2 \pi$ . Il aura décrit un arc de circonférence de  $360^\circ$  ou de  $2 \pi$ .

La mesure d'un arc est la même que la mesure de l'angle au centre qui délimite les extrémités de l'arc.

Chaque point de la spire sera donc situé sur un côté d'un angle qui, partant de zéro, s'est ouvert de  $360^\circ$  ou de  $2 \pi$ .

Si la spire de notre alternateur tourne à la vitesse de un tour par seconde, la vitesse angulaire de déplacement de chaque point

de la spire sera de  $360^\circ$  par seconde ou  $\frac{2 \pi}{s}$ .

Si la spire tourne à raison de  $n$  tours par seconde, la vitesse angulaire sera  $\frac{2 \pi n}{s}$ . Or, un tour de la spire détermine une période  $p$  du courant alternatif. La formule peut donc s'écrire  $\frac{2 \pi p}{s}$ . D'autre part, le nombre de périodes par seconde d'un courant alternatif est la fréquence  $F$  de ce courant ;  $\frac{p}{s} = F$ . La formule repré-

sentant la vitesse angulaire peut alors s'écrire  $2 \pi F$  et sera souvent remplacée par la lettre grecque  $\omega$  (oméga).

Donc, la *vitesse angulaire*, dénommée aussi *pulsation*  $= 2 \pi F = \omega$  (6).

### *Condensateurs et courant alternatif.*

Par la méthode des comparaisons hydrauliques, nous avons pu comprendre qu'un condensateur s'oppose au passage du courant continu et laisse passer, dans une certaine mesure, le courant alternatif.

Donc, en courant continu, le condensateur oppose une résistance infinie.

En courant alternatif, le condensateur oppose une résistance apparente.

L'expérience VII, page 20, nous a fait deviner que cette résistance apparente diminue quand croît la capacité du condensateur. Mais l'analogie avec le système hydraulique n'a pas pu mettre en évidence l'influence de la fréquence.

Or, la résistance apparente d'un condensateur en courant alternatif varie aussi avec la fréquence. Elle diminue quand la fréquence augmente. Cette résistance apparente porte le nom de *capacitance* ou *réactance de capacité*. Elle a pour symbole  $Z$ .

La capacitance répond à la formule  $Z = \frac{1}{\omega C}$  (7)

$\omega$  est la pulsation (voir page 22).  $\omega = 2 \pi F$ . (6)

Si  $C$  est exprimé en farads,  $Z$  sera exprimé en ohms.

Donc, la *capacitance est inversement proportionnelle à la fréquence et à la capacité du condensateur.*

Nous avons supposé un circuit comportant un condensateur et pas de résistance purement ohmique.

Si le circuit comporte résistance et capacité, la résistance apparente porte alors le nom d'*impédance* et répond à la formule :

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (8)$$

### *Représentation graphique de l'impédance.*

Si le lecteur a étudié le troisième livre de géométrie et veut se souvenir du théorème de Pythagore, dénommé aussi théorème du carré de l'hypoténuse : « le carré de l'hypoténuse égale la somme des carrés des cathètes », il se rendra compte que l'on peut représenter graphiquement l'impédance d'un condensateur.

Il suffit pour cela de construire un triangle rectangle dont les

côtés de l'angle droit représentent respectivement la résistance et la capacitance (fig. 13).

L'hypoténuse d'un tel triangle sera précisément l'impédance du condensateur. En effet, en appliquant le théorème de Pythagore :

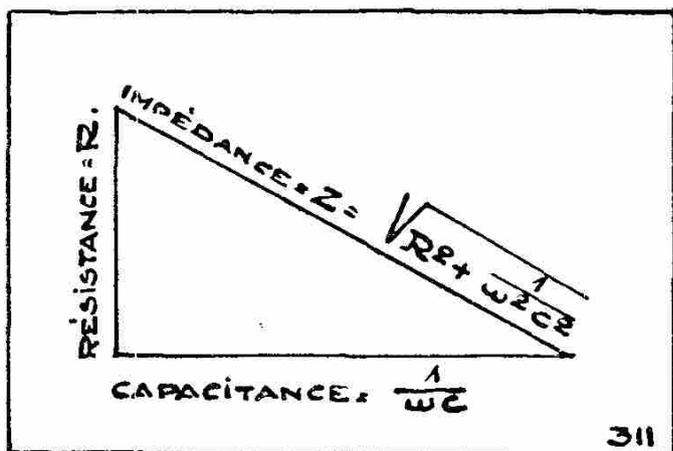


Fig. 13.

$$Z^2 = R^2 + \left(\frac{1}{\omega C}\right)^2$$

$$Z^2 = R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}$$

$$Z = \sqrt{R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}}$$

Il apparaît aussi géométriquement que plus R

sera petit, plus Z se rapprochera de la valeur de  $\frac{1}{\omega C}$ , et si  $R = 0$ , Z coïncidera avec  $\frac{1}{\omega C}$ .

Si la résistance est nulle, et c'est le cas le plus général en radio où la résistance est souvent négligeable, la formule (8) devient :

$$Z = \sqrt{0 + \frac{1}{\omega^2 C^2}} = \sqrt{\frac{1}{\omega^2 C^2}} = \frac{1}{\omega C}$$

qui n'est autre que la formule (7).

Donc, en radio, la capacitance et l'impédance d'un condensateur peuvent se confondre.

#### Exemple de calcul.

Quelle est l'impédance d'un condensateur de 0,0005 microfarad pour un courant à 50 périodes ?

$$\begin{aligned} \text{Impédance} &= \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{0,000\ 000\ 000\ 5 \times 2 \times 3,14 \times 50} \\ &= 6\ 360\ 000 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Quelle est l'impédance du même condensateur pour un courant à 500.000 périodes ?

$$\begin{aligned} \text{Impédance} &= \frac{1}{0,000\ 000\ 000\ 5 \times 2 \times 3,14 \times 500\ 000} \\ &= 636 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

Quelle est l'impédance du même condensateur pour un courant à 5 mégacycles ?

$$\text{Impédance} = \frac{1}{0,000\ 000\ 000\ 5 \times 2 \times 3,14 \times 5.000\ 000} \\ = 63,6 \text{ ohms.}$$

En conséquence, ce condensateur de 0,0005 microfarad n'opposera guère de résistance au passage d'un courant de haute fréquence, mais opposerait une résistance infinie à un courant continu.

*Un chiffre que le technicien doit connaître de mémoire.*

En appliquant la formule (7), on pourra toujours trouver avec précision la capacitance d'un condensateur pour un courant alternatif de fréquence connue.

Exemple :

Quelle est la capacitance d'un condensateur de 1  $\mu\text{F}$  (microfarad) pour un courant alternatif à 100 p/s (ou dont la fréquence est 100 p/s). La formule (7) donne

$$Z = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C}$$

$$F = 100 \text{ p/s.}$$

$$C = 1 \mu\text{F} = 10^{-6} \text{ farad.}$$

$$Z = \frac{1}{2 \cdot 3,1416 \cdot 100 \cdot 10^{-6}} = \frac{1}{2 \cdot 3 \cdot 1416 \cdot 10^{-8}} = \frac{10^8}{2 \cdot 3 \cdot 1416} \\ = \frac{100\ 000\ 000}{62\ 832} = 1591 \text{ ohms.}$$

Si la précision absolue n'est pas nécessaire, et cela se présente souvent en radio, il suffit de savoir que *la capacitance d'un condensateur de 1 microfarad à 100 p/s est de 1600 ohms environ (9)*.

Si la capacité ou la fréquence augmente, la capacitance diminue proportionnellement. Si la capacité ou la fréquence diminue, la capacitance augmente proportionnellement.

Exemples :

1) Quelle est la capacitance d'un condensateur de 100  $\mu\mu\text{F}$  à la fréquence de 100 Kc. ?

Par rapport à la formule (9), la capacité est 10.000 fois plus petite et la fréquence 1000 fois plus grande. La capacitance sera

$$1600 \text{ ohms} \times \frac{10.000}{1000} = 1600 \text{ ohms} \times 10 = 16.000 \text{ ohms.}$$

2) Quelle est la capacitance d'un condensateur de 32  $\mu\text{F}$  à la fréquence de 50 p/s ?

Par rapport à la formule (9), la capacité est 32 fois plus grande et la fréquence deux fois plus petite.

La capacité 1600 ohms sera donc multipliée par  $\frac{2}{32}$ , soit  
 $1600 \text{ ohms} \times \frac{2}{32} = 100 \text{ ohms.}$

## LES CONDENSATEURS UTILISÉS EN T. S. F.

### *Classification.*

Au point de vue de la capacité, on utilise en radio des condensateurs s'échelonnant depuis 10  $\mu\mu\text{F}$  jusqu'à 2500  $\mu\text{F}$ . Il existe des condensateurs à capacité fixe, ajustable et variable.

Au point de vue de la tension d'essai, les condensateurs des récepteurs de radio s'échelonnent de 10 volts à 1500 volts.

Au point de vue de la nature de l'isolant, on utilise le papier paraffiné, le mica, l'air et l'oxyde d'aluminium.

Au point de vue de la nature des armatures, on utilise le cuivre, le laiton, l'aluminium et l'argent.

### *Condensateurs fixes au papier paraffiné.*

Ils sont constitués de deux bandes d'aluminium très minces (genre papier à chocolat) séparées par une bande de papier paraffiné. Ces bandes sont repliées sur elles-mêmes et logées dans une petite boîte métallique en forme de parallépipède rectangle. La capacité de ces condensateurs varie de 0,1 à 4 microfarads et leur tension d'essai de 500 à 2000 volts, tension pointe.

Lors de leur emploi, il est nécessaire que la tension d'essai soit au moins trois fois supérieure à la tension d'utilisation.

Ces condensateurs sont de moins en moins utilisés et sont remplacés par des condensateurs électrolytiques.

Pour des capacités plus petites, les bandes sont enroulées et logées dans des tubes de carton bakéliné. Ils sont d'un usage courant.

### *Condensateurs fixes au mica.*

Pour les très petites capacités, on trouve dans le commerce des condensateurs constitués d'une feuille de mica de quelques centimètres carrés argentée sur les deux faces. Ces deux couches d'argent sont les armatures du condensateur ; elles sont protégées par une couche de peinture cellulosique et une feuille de bakélite.

Ces condensateurs sont de bonne qualité et leur étalonnage est excellent.

### *Condensateurs ajustables au mica.*

Sur un support de bakélite, d'ébonite ou de stéatite, sont fixés deux groupes de lamelles de cuivre ou de laiton qui alternent et

sont séparées par des feuillets de mica de forme appropriée. Une vis réglable permet de rapprocher à volonté les deux groupes d'armatures. Quand la vis est desserrée, les lames s'incurvent et se séparent ; l'isolant est mica et air. En serrant la vis, les lamelles s'aplatissent, l'air est chassé et seul le mica subsiste comme isolant. La capacité est ainsi augmentée ou diminuée, bref, ajustée suivant les besoins.

Utilisation : trimmer, padding, transformateurs MF, push-boutons.

#### *Condensateurs variables au mica.*

Ils ont des lames de la même forme que celles des condensateurs variables à air bien connus de tous ceux qui ont vu un châssis de récepteur de T. S. F. Le bâti est en bakélite, les lames, en laiton, sont très rapprochées et séparées par des feuilles de mica. Les lames du rotor pénètrent à frottement doux entre les lames du stator, avec interposition des feuillets isolants de mica.

La stabilité de tels condensateurs variables est très problématique, aussi ne sont-ils utilisés que dans les récepteurs très bon marché, à une seule lampe, tels que les récepteurs à réaction vendus en Allemagne pour la réception des émetteurs locaux.

#### *Condensateurs fixes à air.*

Deux groupes de lames qui alternent et sont séparées par l'air.

Très bonne stabilité, excellent isolement, étalonnage précis. Peu utilisés.

#### *Condensateurs ajustables à air.*

Ressemblent fort aux condensateurs variables à air bien connus ; toutefois, les lames ont la forme d'un demi-cercle. Le bouton de réglage est remplacé par une vis de réglage qui peut être bloquée.

On les utilise pour régler les circuits oscillants des transformateurs M. F. et parfois dans les systèmes d'accord fixe des push-boutons. On les retrouve encore dans certains instruments de contrôle (voir tome III).

#### *Condensateurs variables à air.*

Ils sont universellement utilisés pour les circuits d'accord et d'oscillation. Ils sont souvent réunis en 2, 3 ou 4 sections sur un même axe, pour réaliser la monocommande.

Les lames doivent être épaisses pour avoir une rigidité suffisante. La forme des lames sera étudiée plus loin, page 41, après l'étude des circuits oscillants. Sachons dès à présent que, suivant la forme des lames, un condensateur variable peut être à variation linéaire de capacité, de longueur d'onde ou de fréquence.

### *Condensateurs électrolytiques.*

Les condensateurs électrolytiques sont composés d'une feuille d'aluminium plissée et introduite dans une boîte métallique souvent cylindrique, avec interposition d'un support isolant. Il n'y a donc pas de contact électrique entre la boîte et la feuille d'aluminium. La boîte contient un électrolyte de composition variable suivant les constructeurs, mais qui, généralement, est une solution de borax et d'acide borique.

Si l'on réunit la feuille d'aluminium au pôle positif et la boîte, donc l'électrolyte, au pôle négatif d'une source de courant continu, l'intensité sera forte d'abord, puis diminuera très rapidement jusqu'à devenir très faible, mais sans cependant s'annuler. Le passage du courant provoque la formation d'une couche très mince (0,6 micron) d'oxyde d'aluminium,  $Al_2O_3$ , sur la feuille d'aluminium. Cette couche d'oxyde d'aluminium, ou alumine, est un isolant dont la constante diélectrique est très élevée :  $K = 9$ . Il est compréhensible qu'un condensateur ayant un isolant aussi mince et possédant un tel  $K$ , puisse, sous un faible encombrement, avoir une capacité considérable.

Ces condensateurs sont établis pour des tensions d'essai variant de 10 à 500 volts.

Si le condensateur est soumis à une tension trop élevée, il laisse passer le courant et n'agit plus comme condensateur. Il suffit de le soumettre à une tension convenable pour que la couche d'oxyde se reforme et que tout rentre dans l'ordre.

Une variante du condensateur électrolytique est le condensateur électrochimique, dans lequel le liquide est immobilisé comme dans les piles dites sèches. L'emploi de ceux-ci se généralise de plus en plus, quoique, soumis à une tension trop élevée, ils soient définitivement hors d'usage.

On construit des condensateurs électrolytiques dont la capacité va de 0,1  $\mu F$  jusqu'à 2500  $\mu F$ . Ces derniers étaient utilisés pour filtrer un courant redressé et à basse tension destiné à alimenter en courant continu les filaments des lampes à chauffage direct. (Voir tome I, page 99 : Alimentation, par le réseau alternatif, d'un poste « batteries ».)

Pour filtrer le courant haute tension, on a totalement abandonné les condensateurs au papier, et l'on se sert actuellement de condensateurs électrochimiques dont la capacité va jusqu'à 32  $\mu F$ . Ils se présentent sous forme de tubes métalliques qui peuvent être fixés sur le châssis au moyen d'un gros écrou. Le pôle négatif est, dans ce cas, à la masse. Si besoin est, on peut interposer entre le corps du

condensateur et le châssis, une rondelle isolante avec batée ; ceci isole tout le condensateur de la masse.

On trouve aussi dans le commerce des condensateurs de filtrage dont la boîte ne s'identifie pas avec le pôle négatif. Il y a alors deux fils, l'un rouge (+), l'autre noir (—).

Parfois aussi, deux condensateurs sont réunis dans le même tube métallique. Il y a alors trois fils ; l'un, noir, est le pôle négatif commun ; les deux autres sont rouges et sont reliés respectivement à chacune des armatures positives. Ils sont utilisés dans les montages classiques. La réunion des deux fils rouges associe les deux condensateurs en parallèle. Il n'y a plus alors qu'un seul condensateur, mais la capacité est doublée.

Dans les amplificateurs puissants, on doit parfois filtrer un courant dont la tension est supérieure à la tension d'essai des condensateurs. Dans ce cas, il suffira d'associer deux condensateurs en série ; la capacité résultante se trouvera en appliquant la formule (5), page 15. Si les deux condensateurs sont identiques, la capacité résultante sera :

$$(5) \quad C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad \text{Or, } C_1 = C_2. \text{ Donc,}$$
$$C = \frac{C_1^2}{2 C_1} = \frac{C_1}{2}$$

La capacité est donc réduite de moitié, mais l'ensemble des deux condensateurs en série peut supporter une tension double de celle que supporterait chacun d'eux.

On utilise aussi les condensateurs électrolytiques pour découpler les résistances de cathode des lampes de puissance. Celles-ci exigent de fortes capacités (50  $\mu F$ ), mais l'isolement peut souvent être réduit à 10 v., en particulier pour les penthodes de sortie (voir page 195).

### *Terminologie.*

Un *condensateur* jouit de la propriété d'emmagasiner une certaine quantité d'électricité : c'est la *capacité* du condensateur.

On emploie parfois le terme *capacité* pour *condensateur*. Ainsi, on dit : *une capacité de 500  $\mu F$  pour un condensateur d'une capacité de 500  $\mu F$* . C'est une erreur si peu grave qu'on peut considérer le mot *capacité* comme étant l'abréviation de l'expression : *Condensateur dont la capacité est de...*

## Les bobines

### LOI DE LENZ

Dans le tome I, pages 69 et 70, nous avons donné déjà quelques explications relatives aux phénomènes de self-induction, et nous conseillons au lecteur de relire ces deux pages avant d'aborder le présent chapitre.

De cette lecture, le lecteur dégagera aisément la loi de Lenz :

*Le courant induit a un sens tel qu'il tend à s'opposer à la variation du flux qui l'a fait naître.*

### FONCTIONNEMENT D'UNE BOBINE

*En courant continu.*

Une bobine jouit donc de la propriété de s'opposer aux variations d'intensité du courant qui la traverse.

Ainsi, si on lance un courant rigoureusement continu dans une bobine, celle-ci s'opposera à l'établissement du courant, puis, le courant étant établi, la bobine n'opposera plus que sa résistance ohmique. Si l'on coupe le courant, un extra-courant de rupture tentera de prolonger encore de quelques instants le courant qui vient d'être coupé. Cet extra-courant se manifeste par l'apparition d'une violente étincelle.

*Le coefficient de self-induction* d'une bobine exprime la grandeur de la propriété énoncée ci-dessus ; il se mesure en *henrys*. En radio, on utilise surtout le *microhenry*.

*En courant alternatif.*

Le courant alternatif étant essentiellement variable, il est compréhensible que la bobine va s'opposer aux variations du courant.

Elle opposera au courant alternatif une résistance apparente qui porte, comme pour les condensateurs, le nom d'*impédance* et se mesure en *ohms*.

L'impédance ( $Z$ ) d'une bobine est donnée par la formule :

$$Z = \sqrt{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (10)$$

dans laquelle

$R$  est la résistance ohmique du circuit.

$\omega = 2 \pi F$  est la pulsation.

$L$  est le coefficient de self-induction mesuré en henrys.

Si la résistance du circuit peut être considérée comme négligeable (et c'est le cas le plus général en radio) la formule (10) devient

$$Z = \sqrt{0 + \omega^2 L^2} = \sqrt{\omega^2 L^2} = \omega L \quad (11)$$

$\omega L$  est la *réactance de self-induction* ou *inductance* de la bobine.

Comme pour les condensateurs, le lecteur familiarisé avec le théorème de Pythagore comprendra la représentation graphique figure 14.

L'inductance ( $\omega L$ ) et la résistance ( $R$ ), sont les côtés d'un triangle rectangle. L'hypoténuse sera donc la racine carrée de la somme des carrés des cathètes, soit :

$$\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}$$

On voit que l'inductance est proportionnelle au coefficient de self-induction de la bobine et à la fréquence du courant.

L'inductance, donc l'impédance, d'une bobine déterminée est d'autant plus grande que la fréquence est élevée.

Pour une fréquence déterminée, l'inductance, donc l'impédance, sera d'autant plus grande que le coefficient de self-induction est plus grand.

Si nous faisons intervenir la constante de temps, nous aurons peut-être mieux l'intuition du phénomène.

La constante de temps est approximativement le temps nécessaire pour que l'extra-courant de rupture passe de son intensité maximum à une intensité négligeable. Ce temps dépend du coefficient de self-induction ; sa formule est  $L/R$  (12).

Chaque fois que le courant changera de sens, il rencontrera, en sens opposé, l'extra-courant de rupture. Si nous lançons dans une bobine un courant alternatif de fréquence grandissante, fréquence basse d'abord, la constante de temps restant la même, mais le temps de la période diminuant, le rapport entre ces deux temps deviendra de plus en plus grand ; en conséquence, le courant alternatif rencontrera l'opposition d'un courant induit en retard et de même importance, un plus grand nombre de fois ; et, la fréquence augmentant toujours, rencontrera un plus grand nombre de fois encore l'extra-courant et ce dans le moment où il est le plus intense.

On conçoit que plus le courant alternatif est de fréquence élevée, plus la bobine lui offre d'opposition.

Exemple :

Quelle est l'inductance d'une bobine de 0,0002 henry pour un courant à 50 p/s ?

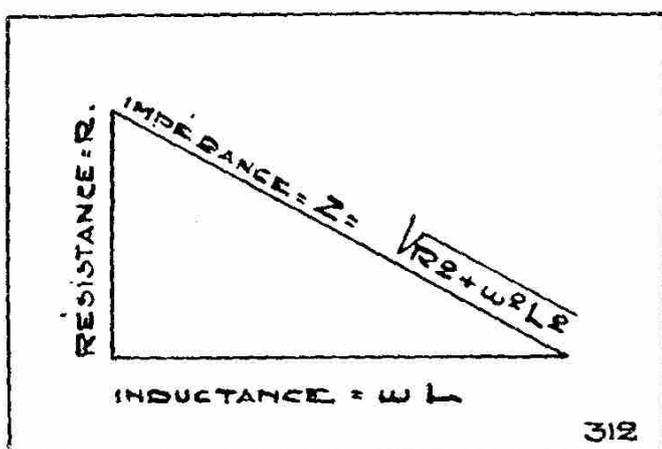


Fig. 14.

Inductance  $= 0,002 \times 2 \times 3,14 \times 50 = 0,0628$  ohm.

Quelle est l'inductance de la même bobine pour un courant à 500.000 p/s ?

Inductance  $= 0,002 \times 2 \times 3,14 \times 500.000 = 628$  ohms.

Quelle est l'inductance de la même bobine pour un courant de 5 mégacycles ?

Inductance  $= 0,0002 \times 2 \times 3,14 \times 5.000.000 = 6280$  ohms.

En conséquence, cette bobine de 0,0002 henry de coefficient de self-induction opposera une résistance importante à un courant de 5 mégacycles, mais laissera passer facilement le courant industriel à 50 périodes.

Pour un courant continu, dont la fréquence est 0 (zéro), l'impédance  $= 0,0002 \times 2 \times 3,14 \times 0 = 0$ .

La résistance est donc nulle en courant continu.

### *Terminologie.*

Une *bobine* possède un *coefficient de self-induction*.

De ce *coefficient de self-induction* dépend la *réactance de self-induction* ou *inductance*.

Le mot anglais *self* signifie exactement *soi-même*. Il est donc absurde de dire une *bobine de self* ou une *self*. Cela ne signifie absolument rien et nous conseillons à nos lecteurs de ne pas adopter ces expressions qui dénotent une non-connaissance des choses de la radio. Tout au plus admet-on d'employer le terme *inductance* pour *bobine* et encore, ceci est une abréviation abusive.

En effet, *capacité* pour *condensateur* était franchement admissible alors que *capacitance* ne le serait pas puisque, si la capacité d'un condensateur fixe est invariable, sa *capacitance* est inversement proportionnelle à la fréquence.

De même, une *inductance de 200  $\mu$ b* n'a aucune signification, puisque l'inductance est proportionnelle à la fréquence et se mesure en ohms et non en microhenrys. Cet abus de l'abréviation est cependant admis par nombre d'auteurs et de techniciens. Je voulais cependant attirer l'attention du lecteur sur l'inexactitude de certains termes employés.

Je conseille donc à tous d'appeler un condensateur et une bobine : « un condensateur et une bobine ». La langue française est précise ; elle l'est en particulier dans le domaine scientifique. Rejetons du domaine technique les figures de mots qui désignent un objet (condensateur) par le nom d'une de ses propriétés (capacité) ou une valeur invariable (coefficient de self-induction d'une

bobine, qui se mesure en henrys) par une valeur variable (inductance qui se mesure en ohms).

### Les circuits oscillants

Un circuit oscillant est toujours constitué d'une bobine et d'un condensateur. Ces deux éléments peuvent être associés en série (fig. 15) ou en parallèle (fig. 16).

En radio, les deux systèmes sont employés, mais c'est surtout le second que l'on retrouve à de multiples exemplaires dans tout poste récepteur.

La différence essentielle entre les deux systèmes est que, pour leur fréquence de résonance (sur laquelle nous allons nous étendre) le circuit série présente une impédance minimum alors que le circuit parallèle présente une impédance maximum.

Donc, un circuit oscillant série opposera une résistance importante au passage du courant alternatif à toutes les fréquences, sauf à sa fréquence de résonance.

Un circuit oscillant parallèle laissera passer le courant alternatif à toutes les fréquences, sauf à sa fréquence de résonance.

Il y a résonance quand la réactance de self-induction (inductance) est égale à la réactance de capacité (capacitance). Donc, quand

$$\omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (13)$$

De cette formule, nous pouvons tirer l'importante *formule de Thomson* qui nous donne la fréquence de résonance d'un circuit oscillant (série ou parallèle).

Dans la formule (13), remplaçons  $\omega$  (pulsation ou vitesse angulaire) par sa valeur  $2 \pi F$  (formule 6, page 23).

$$2 \pi FL = \frac{1}{2 \pi FC}$$

De là nous tirons :

$$F^2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot 2 \cdot \pi \cdot L}$$

$$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}} \quad (14)$$

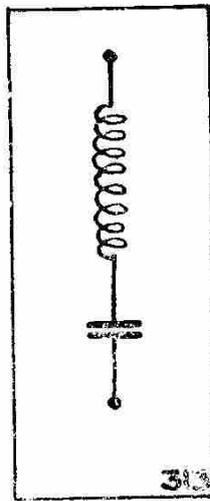


Fig. 15.

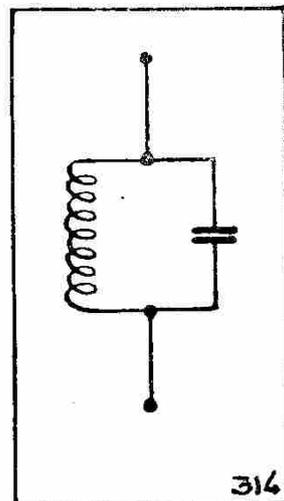


Fig. 16.

De cette dernière formule en découlent quelques autres :

Le temps ( $t$ ) d'une période en fraction de seconde est évidemment :

$$t = \frac{1}{F}$$

En remplaçant  $F$  par son égal  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ , il vient :

$$t = \frac{1}{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}} = 2\pi\sqrt{LC} \quad (15)$$

La longueur d'onde est le quotient de la vitesse de la lumière ( $v$ ) par la fréquence et se représente par la lettre grecque lambda ( $\lambda$ ) (voir tome I, page 74).

$$\lambda = \frac{v}{F} \quad (16)$$

En remplaçant  $F$  par sa valeur  $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

$$\lambda = \frac{v}{\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}}$$

$$\lambda = v \times 2\pi\sqrt{LC} \quad (17)$$

En remplaçant  $v$  par sa valeur 300 000 000 m/s

$$\lambda = 300\,000\,000 \text{ m} \times 2\pi\sqrt{LC} \quad (18)$$

Dans toutes ces formules,  $L$  est compté en henrys et  $C$  en farads. Généralement, en radio, on utilise le microhenry et le micromicrofarad. Que deviennent alors les formules (14) et (18) si nous exprimons le coefficient de self-induction en microhenrys et la capacité en micromicrofarads ?

(14) devient :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot 10^{-6} \cdot C \cdot 10^{-12}}}$$

$$F = \frac{1}{2\pi \cdot 10^{-9} \sqrt{LC}}$$

$$F = \frac{10^9}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$F = \frac{159\,235\,668}{\sqrt{LC}}$$

Cette formule serait peu intéressante ; elle représente simplement un calcul préparé  $10^9 : 2 \pi = 159\,235\,668$ . Mais elle permet d'obtenir mentalement et approximativement la fréquence d'un circuit oscillant dont on connaît le coefficient de self-induction de la bobine et la capacité du condensateur. Puisqu'il ne s'agit que d'approximation, le technicien retiendra de mémoire :

$$F = \frac{160\,000\,000}{\sqrt{LC}} \quad (19)$$

*Exemple :*

Quelle est la fréquence d'un circuit oscillant composé d'une bobine de  $200 \mu\text{h}$  et d'un condensateur de  $500 \mu\mu\text{F}$  ?

Le calcul exact nous donne d'après la formule de Thomson (14)

$$\begin{aligned} F &= \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-12}}} \\ &= \frac{1}{2 \pi \sqrt{2 \cdot 5 \cdot 10^{-14}}} \\ &= \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \sqrt{10}} \\ &= \frac{10^7}{2 \pi \sqrt{10}} \\ &= 503\,543 \text{ périodes/seconde.} \end{aligned}$$

Approximativement, d'après la formule (19) :

$$F = \frac{160\,000\,000}{\sqrt{200 \times 500}}$$

On peut calculer mentalement que

$$\sqrt{200 \times 500} = \text{un peu plus de } 300.$$

$$\begin{aligned} \text{Donc, } F &= \frac{160\,000\,000}{\text{un peu plus de } 300} \\ &= 500\,000 \text{ p/s environ ou } 500 \text{ Kc.} \end{aligned}$$

$$(18) \text{ devient : } \lambda = 300\,000\,000 \text{ m. } \times 2 \pi \sqrt{L \cdot 10^{-6} \cdot C \cdot 10^{-12}}$$

$$\lambda = 3 \cdot 10^8 \cdot 2 \pi \cdot 10^{-9} \sqrt{L \cdot C}$$

$$\lambda = 3 \cdot 10^{-1} \cdot 2 \pi \sqrt{L \cdot C}$$

$$\lambda = 1,884 \sqrt{L \cdot C}$$

$$\text{ou approximativement : } \lambda = \text{un peu moins de } 2 \sqrt{L \cdot C}. \quad (20)$$

Exemple :

Quelle est la longueur d'onde d'un circuit oscillant composé d'une bobine de 200  $\mu$ h de coefficient de self-induction et d'un condensateur de 500  $\mu\mu$ F de capacité ?

Le calcul exact nous donne d'après la formule (18) :

$$\begin{aligned}\lambda &= 300\,000\,000 \text{ m} \times 2\pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-12}} \\ &= 3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-7} \cdot 2 \cdot 3,14 \sqrt{10} \\ &= 3 \cdot 10 \cdot 2 \cdot 3,14 \sqrt{10} \\ &= 188,4 \sqrt{10} \\ &= 595,77 \text{ m.}\end{aligned}$$

Approximativement, d'après la formule (20) :

$$\lambda = 2 \sqrt{L \cdot C} = \text{environ } 2 \times 300 = 600 \text{ mètres.}$$

Vérification :

La formule (16)  $\lambda = \frac{v}{f}$  appliquée aux deux problèmes ci-dessus donne  $\lambda = \frac{300\,000\,000 \text{ m}}{503\,543} = 595,77 \text{ m.}$

*Représentation graphique de la résonance d'un circuit oscillant.*

La formule (13)  $\omega L = \frac{1}{\omega C}$  va nous permettre de représenter graphiquement la fréquence de résonance d'un circuit oscillant.

Proposons-nous le problème suivant :

*Sur quelle bande de fréquences peut s'accorder un circuit oscillant composé d'une bobine de 200  $\mu$ h de coefficient de self-induction et d'un condensateur variable dont la capacité minimum est de 50  $\mu\mu$ F et la capacité maximum 500  $\mu\mu$ F ?*

Le problème se décompose comme suit :

1) Quelle est l'inductance d'une bobine de 0,0002 henry pour des fréquences allant de 100 Kc. à 1600 Kc. ?

Pour	100 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	100.000 $\times$	0,0002 =	125,6 ohms.
Pour	200 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	200.000 $\times$	0,0002 =	251,2 ohms.
Pour	300 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	300.000 $\times$	0,0002 =	376,8 ohms.
Pour	400 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	400.000 $\times$	0,0002 =	502,4 ohms.
Pour	500 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	500 000 $\times$	0,0002 =	628 ohms.
Pour	600 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	600.000 $\times$	0,0002 =	753,6 ohms.
Pour	700 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times$	700 000 $\times$	0,0002 =	879,2 ohms.

Pour 800 Kc.	$L = 2 \times 3,14 \times 800\ 000 \times 0,0002 = 1\ 004,8$	ohms.
Pour 900 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 900\ 000 \times 0,0002 = 1\ 140,4$	ohms.
Pour 1 000 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 000\ 000 \times 0,0002 = 1\ 256$	ohms.
Pour 1 100 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 100\ 000 \times 0,0002 = 1\ 381,6$	ohms.
Pour 1 200 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 200\ 000 \times 0,0002 = 1\ 507,2$	ohms.
Pour 1 300 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 300\ 000 \times 0,0002 = 1\ 632,8$	ohms.
Pour 1 400 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 400\ 000 \times 0,0002 = 1\ 758,4$	ohms.
Pour 1 500 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 500\ 000 \times 0,0002 = 1\ 884$	ohms.
Pour 1 600 Kc.	$\omega L = 2 \times 3,14 \times 1\ 600\ 000 \times 0,0002 = 2\ 009,6$	ohms.

Nous pouvons reporter toutes ces valeurs sur le graphique de la figure 17. En abscisse (axe horizontal), nous indiquons les fréquences de 0 à 1600 Kc.; en ordonnée (axe vertical), les inductances en ohms, de 0 à 2000 ohms.

Nous pouvons fixer point par point les valeurs de l'inductance pour les différentes fréquences. Cependant, puisque l'inductance est proportionnelle à la fréquence, nous savons à priori que l'ensemble de tous ces points est une ligne droite, et que cette droite passe par l'origine 0 des axes, car pour zéro cycle l'inductance est zéro ohm. Il suffira donc, pour plus de rapidité, de repérer un seul point, par exemple 1500 Kc. — 1884 ohms, et de faire passer la droite par ce point et par l'origine. On peut évidemment faire la vérifi-

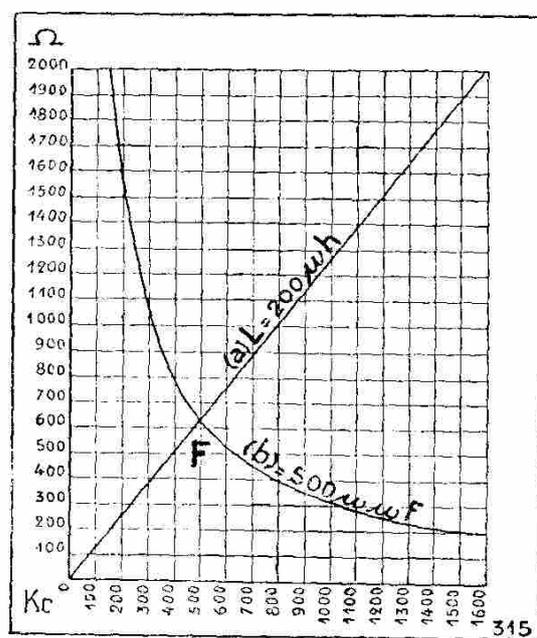


Fig. 17.

cation point par point. Cette droite (a) représente les variations d'inductance d'une bobine dont le coefficient de self-induction est de 0,0002 henry, pour une fréquence variant de 0 à 1600 Kc.

2) Quelle est la capacitance d'un condensateur de 500 micro-microfarads pour les mêmes fréquences ?

Pour 100 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 100\ 000 \times 0,000\ 000\ 000\ 5} = 3\ 184$	ohms.
Pour 200 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 200\ 000 \times 0,000\ 000\ 000\ 5} = 1\ 592$	ohms.
Pour 300 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 300\ 000 \times 0,000\ 000\ 000\ 5} = 1\ 061$	ohms.

Pour 400 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 400\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	796 ohms.
Pour 500 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 500\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	635 ohms.
Pour 600 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 600\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	537 ohms.
Pour 700 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 700\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	455 ohms.
Pour 800 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 800\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	398 ohms.
Pour 900 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 900\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	354 ohms.
Pour 1 000 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,000\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	318 ohms.
Pour 1 100 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,100\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	289 ohms.
Pour 1 200 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,200\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	265 ohms.
Pour 1 300 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,300\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	242 ohms.
Pour 1 400 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,400\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	227 ohms.
Pour 1 500 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,500\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	212 ohms.
Pour 1 600 Kc	$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2 \times 3,14 \times 1\,600\,000 \times 0,000\,000\,000\,5} =$	199 ohms.

La capacitance étant inversement proportionnelle à la fréquence, l'ensemble des points ne formera pas une droite, mais une courbe dont nous ne pouvons obtenir l'allure générale qu'en l'établissant point par point.

La courbe (b) de la figure 17 représente donc les variations de capacitance d'un condensateur de 500 micromicrofarads pour une fréquence variant de 0 à 1600 Kc.

Le point de croisement de la droite et de la courbe de la figure 17 indique la fréquence de résonance du circuit oscillant composé d'une bobine de 200 microhenrys de coefficient de self-induction et d'un condensateur de 500 micromicrofarads de capacité.

Le croisement se fait légèrement à droite de la verticale passant par 500 Kc. ; cette observation est parfaitement d'accord avec le

résultat du calcul, application de la formule de Thomson donnée page 35 :

$$F = 503\ 543 \text{ p/s.}$$

3) Quelle bande peut couvrir un circuit oscillant composé d'une bobine de 200 microhenrys et d'un condensateur variable de 500 micromicrofarads de capacité maximum et de 50 micromicrofarads de capacité minimum ?

Il s'agit de tracer trois courbes :

a) celle représentant l'inductance de la bobine ;

b) celle représentant la capacité du condensateur à sa capacité maximum ;

c) celle représentant la capacité du condensateur à sa capacité minimum.

Sur la figure 18, nous avons reproduit les deux courbes (a) et (b) (dont l'une est rectiligne) de la figure 17, tout en changeant l'échelle verticale, pour des raisons de possibilité de mise en page.

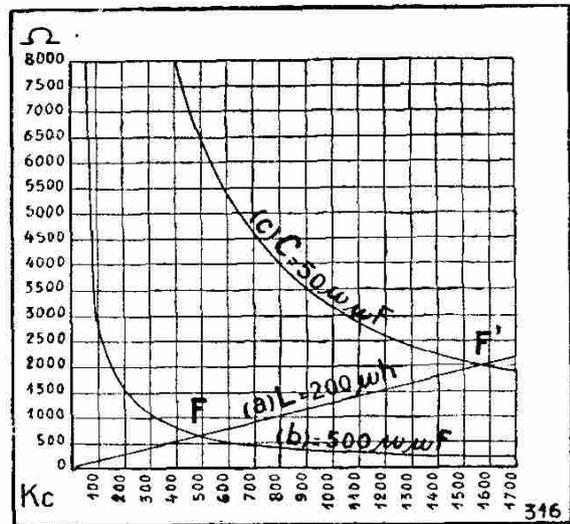


Fig. 18.

La troisième courbe (c), représentant la capacité du condensateur de 50 micromicrofarads, doit être calculée. La capacité étant 10 fois plus petite que la capacité maximum, la capacité sera 10 fois plus grande. Il suffira donc de multiplier par 10 les résultats obtenus lors du calcul de la deuxième courbe, puis de tracer la troisième courbe point par point.

Nous obtenons maintenant deux points de croisement.  $F = 500 \text{ Kc. environ}$ ,  $F' = 1590 \text{ Kc. environ}$ , résultats conformes aux calculs de la page 38.

Il est de toute évidence que la courbe représentant la capacité d'un condensateur dont la capacité serait intermédiaire, se situerait entre les courbes *b* et *c* et que cette courbe couperait la courbe *a* entre *F* et *F'*.

#### COURBE DE RÉSONANCE

Il ne faudrait pas conclure de tout ce qui précède que l'impédance d'un circuit oscillant n'existe qu'à la fréquence de résonance. Non !

### Circuit oscillant parallèle.

A la fréquence de résonance, l'impédance est maximum et cette impédance diminue au fur et à mesure que la fréquence du courant s'écarte de la fréquence de résonance.

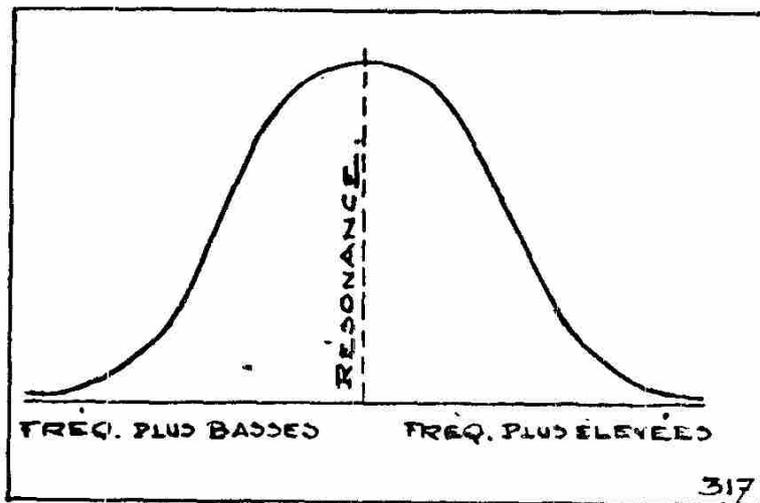


Fig. 19.

La courbe de la figure 19 donne une idée de la variation de l'impédance d'un circuit oscillant parallèle pour un courant dont la fréquence, toujours

grandissante, passe par la fréquence de résonance.

### Circuit oscillant série.

La courbe de la figure 20 donne une idée de la variation de l'impédance d'un circuit oscillant série pour un courant dont la fréquence, toujours grandissante, passe par la fréquence de résonance.

Ces courbes seront étudiées plus en détail lors de l'étude des filtres.

#### FORMES DES LAMES DES CONDENSATEURS VARIABLES

Nous avons dit, page 27, que les condensateurs variables à air pouvaient être à variation linéaire de capacité, de longueur d'onde ou de fréquence. Que signifie tout cela ?

Supposons notre condensateur variable muni d'un cadran divisé en  $180^\circ$  pour la demi-circonférence. C'est précisément la rotation

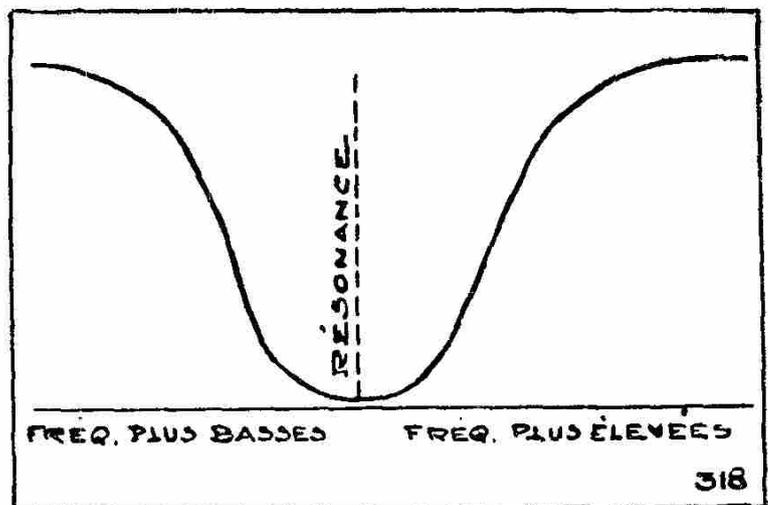


Fig. 20.

d'un demi-tour que peut faire le rotor (partie mobile du condensateur) pour passer de la capacité maximum à la capacité minimum.

### Condensateur à variation linéaire de capacité.

Chaque fois que les lames mobiles s'enfoncent entre les lames fixes de  $1^\circ$ , depuis  $0$  jusqu'à  $180^\circ$ , la capacité est augmentée d'une même quantité, soit  $1/180$  de la différence entre la capacité maximum et la capacité minimum.

Autrement dit, la variation de capacité est proportionnelle à l'angle de rotation (fig. 21).

La forme des lames sera facile à concevoir. En effet, la capacité étant proportionnelle à la surface en regard des lames  $\left( C = \frac{K.S}{4\pi e} \right)$  et à l'angle de rotation, il suffira que les lames soient semi-circulaires (fig. 22).

Cette forme fut utilisée tout au début de la radio. Elle donnait une mauvaise répartition des stations émettrices sur le cadran du récepteur.

Un exemple fera comprendre avec plus de précision.

Soit un circuit accordé composé d'une bobine de 200 microhenrys de coefficient de self-induction et d'un condensateur variable dont

la capacité minimum est de 50 micromicrofarads et la capacité maximum 500 micromicrofarads. Pour une rotation de  $180^\circ$ , il y a une variation de capacité de  $500 \mu\mu\text{F} - 50 \mu\mu\text{F} = 450 \mu\mu\text{F}$ . Quelle est la fréquence d'accord à tous les  $1/9$  de la rotation de  $180^\circ$  ? Soit donc à  $0^\circ, 20^\circ, 40^\circ, 60^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 100^\circ, 120^\circ,$

$140^\circ, 160^\circ$  et  $180^\circ$ . D'après la formule de Thomson :  $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

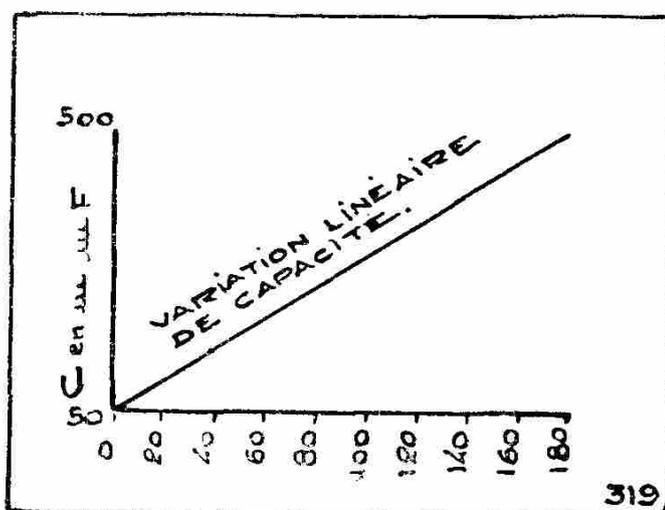


Fig. 21.

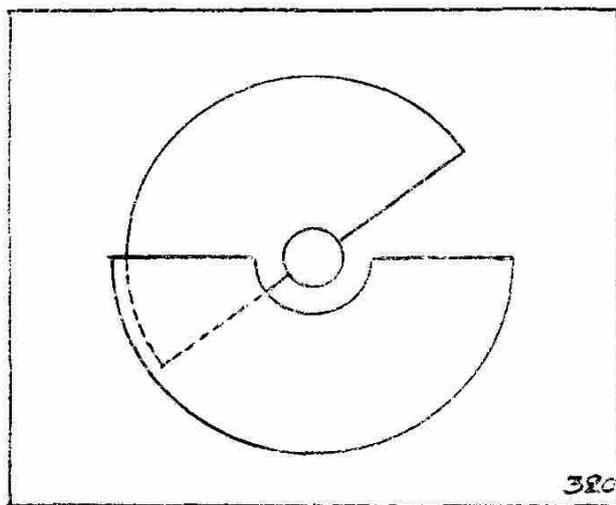


Fig. 22.

à 0°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 50 \cdot 10^{-12}}} = 1592 \text{ Kc.}$	différence : 466 Kc.
à 20°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 100 \cdot 10^{-12}}} = 1126 \text{ Kc.}$	différence : 207 Kc.
à 40°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 150 \cdot 10^{-12}}} = 919 \text{ Kc.}$	différence : 123 Kc.
à 60°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 200 \cdot 10^{-12}}} = 796 \text{ Kc.}$	différence : 84 Kc.
à 80°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 250 \cdot 10^{-12}}} = 712 \text{ Kc.}$	différence : 62 Kc.
à 100°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 300 \cdot 10^{-12}}} = 650 \text{ Kc.}$	différence : 48 Kc.
à 120°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 350 \cdot 10^{-12}}} = 602 \text{ Kc.}$	différence : 39 Kc.
à 140°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 400 \cdot 10^{-12}}} = 563 \text{ Kc.}$	différence : 33 Kc.
à 160°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 450 \cdot 10^{-12}}} = 530 \text{ Kc.}$	différence : 27 Kc.
à 180°	$F = \frac{1}{2 \pi \sqrt{200 \cdot 10^{-6} \cdot 500 \cdot 10^{-12}}} = 503 \text{ Kc.}$	

Un tel circuit oscillant peut donc s'accorder sur une bande de 1592 Kc. — 503 Kc. = 1089 Kc. Si chaque émetteur occupe une bande de 9 Kc., il y a place pour 1089 Kc. : 9 Kc. = 121 postes émetteurs. Ces 121 stations seront fort mal réparties sur le cadran du récepteur. En effet :

- de 0 à 20°, il y a place pour 466/9 = 52 postes émetteurs.
- de 20 à 40°, il y a place pour 207/9 = 23 postes émetteurs.
- de 40 à 60°, il y a place pour 123/9 = 14 postes émetteurs.
- de 60 à 80°, il y a place pour 84/9 = 9 postes émetteurs.
- de 80 à 100°, il y a place pour 62/9 = 7 postes émetteurs.
- de 100 à 120°, il y a place pour 48/9 = 5 postes émetteurs.
- de 120 à 140°, il y a place pour 39/9 = 4 postes émetteurs.
- de 140 à 160°, il y a place pour 33/9 = 4 postes émetteurs.
- de 160 à 180°, il y a place pour 27/9 = 3 postes émetteurs.

La figure 23 représente un cadran divisé en 180° et, à l'extérieur, des chiffres représentent le nombre de postes émetteurs à recevoir pour chaque rotation de 20°.

Les stations sont excessivement serrées vers le 0 de la graduation et très largement espacées vers les 180°. Cette répartition ne convient absolument pas.

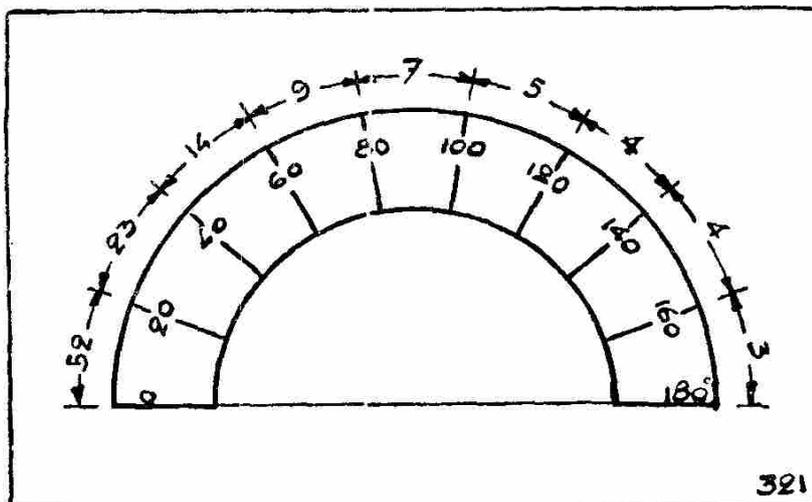


Fig. 23.

*Condensateur à variation linéaire de longueur d'onde.*

Ici, le condensateur est construit de façon que les longueurs d'onde soient réparties uniformément le long de la graduation du cadran (fig. 24).

Ainsi, pour la même bobine et un condensateur de même capacité, maximum et minimum, que dans l'exemple ci-dessus, les longueurs d'onde des 121 postes émetteurs s'échelonnent de :

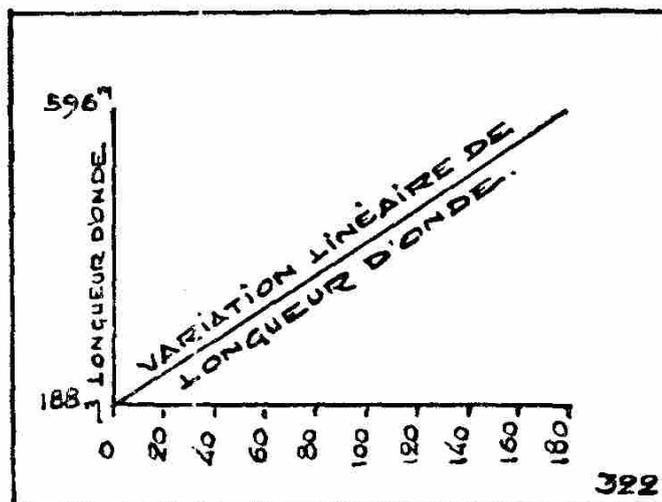


Fig. 24.

$$\frac{300\,000\,000\text{ m.}}{1592\,000} = 188\text{ m. à } \frac{300\,000\,000\text{ m.}}{503\,000} = 596\text{ mètres.}$$

La bande couverte à donc une largeur de 596 m. — 188 m. = 408 mètres. Ces 408 mètres doivent se répartir uniformément sur les 180° du cadran. Cette répartition est également mauvaise.

Pour chaque portion de 20° du cadran, il y aura un certain nombre de stations émettrices s'échelonnant sur 408 m. : 9 = 45,33 mètres.

Or, ces 45,33 m. ne correspondent pas à un nombre constant d'émetteurs. En effet, le tableau ci-dessous, facile à comprendre, donnera toutes les indications nécessaires.

Indication du cadran	Longueur d'onde en mètres	Fréquence en Kc.	Différence en Kc.	Nombre de stations émettrices
0	188	1592		
20°	233,33	1285	307	33
40°	278,66	1076	209	27
60°	324	925	151	16
80°	369,33	812	113	12
100°	414,66	723	89	10
120°	460	652	71	8
140°	505,33	593	59	6
160°	550,66	544	49	5
180°	596	503	41	4

Les nombres de la deuxième colonne s'obtiennent en ajoutant 45,33 m. au premier pour former le deuxième ; 45,33 m. au deuxième pour former le troisième, et ainsi de suite.

Les nombres de la troisième colonne s'obtiennent par application de la formule (16),  $F = \frac{v}{\lambda} = 300\,000\,000 \text{ m.} : \text{longueur d'onde.}$

Les nombres de la quatrième colonne sont la différence entre deux nombres successifs de la troisième colonne.

Les nombres de la cinquième colonne s'obtiennent en divisant ceux de la quatrième par 9 Kc.

On voit qu'ici aussi la répartition, quoique meilleure qu'avec le condensateur à variation linéaire de capacité, est encore défectueuse (fig. 25).

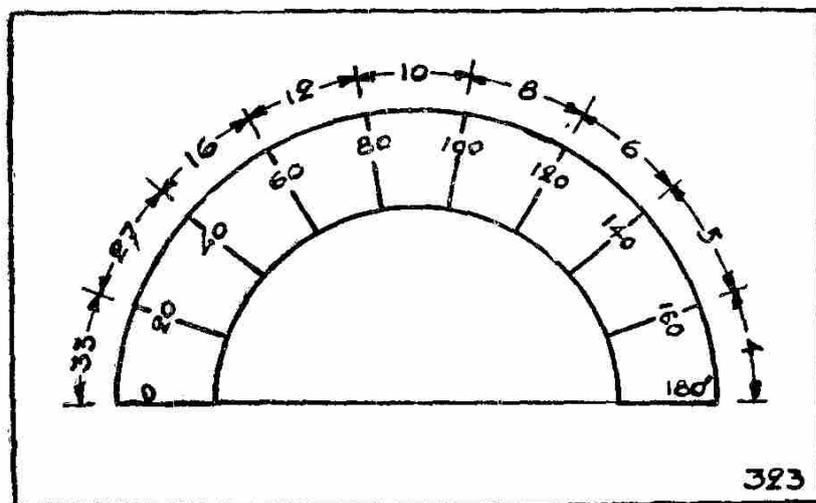


Fig. 25.

Ce type de condensateur est maintenant abandonné. Nous n'en étudierons pas la forme des lames, puisque ceci manque d'intérêt pratique. Cependant, cette forme serait étudiée suivant une méthode identique à celle que nous allons employer au paragraphe suivant.

*Condensateur à variation linéaire de fréquence.*

Ici, c'est la variation de fréquence qui est proportionnelle à l'angle de rotation du condensateur. Il s'agit donc de répartir les fréquences régulièrement sur les 180° du cadran (fig. 26).

Nous avons vu, page 36, qu'un condensateur d'une capacité variable de 50 à 500 micromicrofarads associé à une bobine de 200 microhenrys couvre la bande de 1592 à 503 Kc., soit une bande large de 1592 Kc. — 503 Kc. = 1089 Kc.

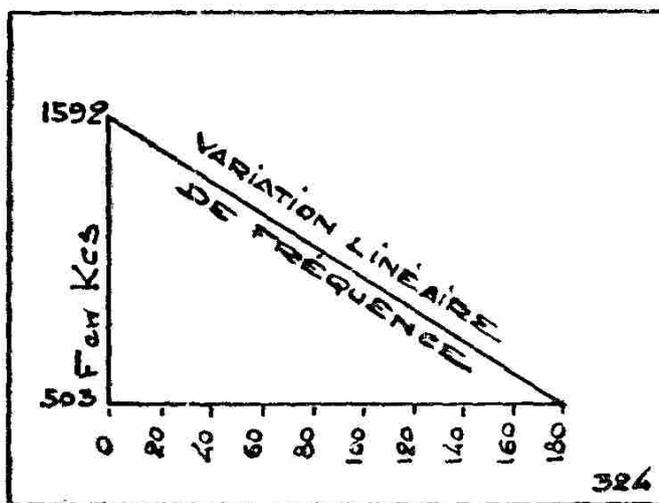


Fig. 26.

A chaque rotation de 20° du condensateur à variation linéaire de fréquence, nous devons couvrir une bande de 1089 Kc.  $\times$  20/180 = 121 Kc. et il y aura chaque fois place pour 13 4/9 stations.

Indication du cadran	Fréquence en Kc.	Différence en Kc.	Nombre de postes	Capacité	Différence
0	1592			50	
20	1471	121	13 4/9	58	8
40	1350	121	13 4/9	69	11
60	1229	121	13 4/9	83	14
80	1108	121	13 4/9	103	20
100	987	121	13 4/9	130	27
120	866	121	13 4/9	167	37
140	745	121	13 4/9	228	61
160	624	121	13 4/9	325	97
180	503	121	13 4/9	500	175

La répartition est, cette fois, absolument régulière. Il sera nécessaire, pour établir la forme des lames, de connaître la variation de la capacité en fonction de la variation linéaire de fréquence (fig. 27).

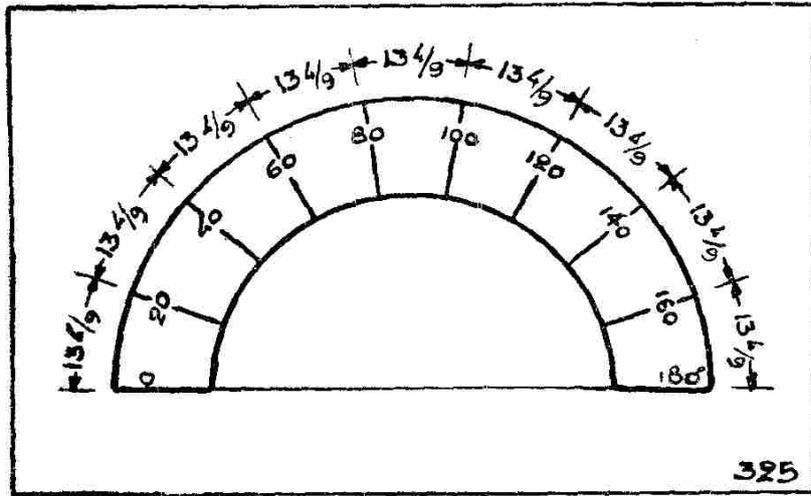


Fig. 27.

$$(14) \quad F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\sqrt{C} = \frac{1}{2\pi F\sqrt{L}}$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2 F^2 L} \quad (21)$$

L'application de cette formule nous a permis d'établir les nombres de la cinquième colonne du tableau ci-dessus :

$$\begin{aligned} \text{à } 0^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1592^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 50 \cdot 10^{-10} \text{ farad} = 50 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 20^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1471^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 58 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 40^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1340^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 69 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 60^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1229^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 83 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 80^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 1108^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 103 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 100^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 987^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 130 \mu\mu\text{F} \\ \text{à } 120^\circ \quad C &= \frac{1}{4\pi^2 \cdot 866^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 167 \mu\mu\text{F} \end{aligned}$$

$$\text{à } 140^\circ \quad C = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 745^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 228 \mu\mu\text{F}$$

$$\text{à } 160^\circ \quad C = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 624^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 325 \mu\mu\text{F}$$

$$\text{à } 180^\circ \quad C = \frac{1}{4 \pi^2 \cdot 503^2 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 500 \mu\mu\text{F}$$

Les 50  $\mu\mu\text{F}$  représentent la capacité résiduelle du condensateur plus toutes les capacités additionnelles : trimmer, capacité répartie de la bobine, capacité du tube, du culot, des connexions, etc.

Pour passer de 50 à 500  $\mu\mu\text{F}$ , nous pouvons procéder par 9 bons successifs représentant chacun  $20^\circ$  de rotation. Nous trouvons, dans la colonne 6, la capacité qui s'ajoute pour chaque  $20^\circ$  supplémentaires. Or, la capacité d'un condensateur est proportionnelle à la surface en regard des lames. Donc, les surfaces en regard doivent varier proportionnellement à la variation de capacité.

Si nous divisons la surface d'une lame en 9 portions de  $20^\circ$  chacune, les surfaces respectives de ces 9 portions seront entre elles comme les nombres 8, 11, 14, 20, 27, 37, 61, 97, 175 (6<sup>e</sup> colonne).

#### *Construction.*

Nous laisserons aux maisons spécialisées dans la construction des condensateurs variables le soin d'établir le dessin exact d'une lame de condensateur destinée à un modèle à mettre en fabrication. Notre but est que le technicien ait une idée sérieuse de la façon de procéder. Ainsi, dans le calcul qui va suivre, nous faisons abstraction de l'encombrement de l'axe du rotor. Or, il est certain que celui-ci diminue la surface des lames. Nous ne calculerons pas non plus la surface d'une lame, nous tenant au problème plus général de sa forme. La surface totale se calculerait d'ailleurs fort aisément au moyen de la formule (1)  $C = \frac{K \cdot S}{4 \pi e}$ , d'où l'on tire  $S = \frac{4 \pi \cdot e \cdot C}{K}$  (voir page 13).

Nous pouvons donner à chaque portion de  $20^\circ$  la forme d'un secteur dont l'arc mesure  $20^\circ$ . (Nous rappelons à ceux dont la mémoire ferait défaut que la surface d'un secteur est égale à la longueur de l'arc  $\times$  la moitié du rayon, et que la longueur de l'arc =  $2 \pi R \times \frac{\text{nombre de degrés}}{360}$ ).

La surface de chacun des secteurs, si X est le rayon différent pour chacun d'eux, est :  $\frac{2 \pi \cdot X \cdot 20}{360} \times \frac{X}{2}$ . Dans cette expression,

$\frac{2 \cdot \pi \cdot 20}{360 \cdot 2}$  est une quantité constante,  $X^2$  est variable et nous lui donnerons 9 valeurs différentes.

La surface de chaque secteur est proportionnelle au carré de son rayon. Chaque rayon est donc proportionnel à la racine carrée de chaque surface, et les surfaces sont entre elles comme les nombres 8, 11, 14, 20, 27, 37, 61, 97, 175. Les rayons seront donc entre eux comme les racines carrées de ces nombres, soit donc comme  $\sqrt{8}$ ,  $\sqrt{11}$ ,  $\sqrt{14}$ ,  $\sqrt{20}$ ,  $\sqrt{27}$ ,  $\sqrt{37}$ ,  $\sqrt{61}$ ,  $\sqrt{97}$ ,  $\sqrt{175}$ ; ou comme 2,8 3,3 3,7 4,4 5,2 6 7,8 9,8 13,2.

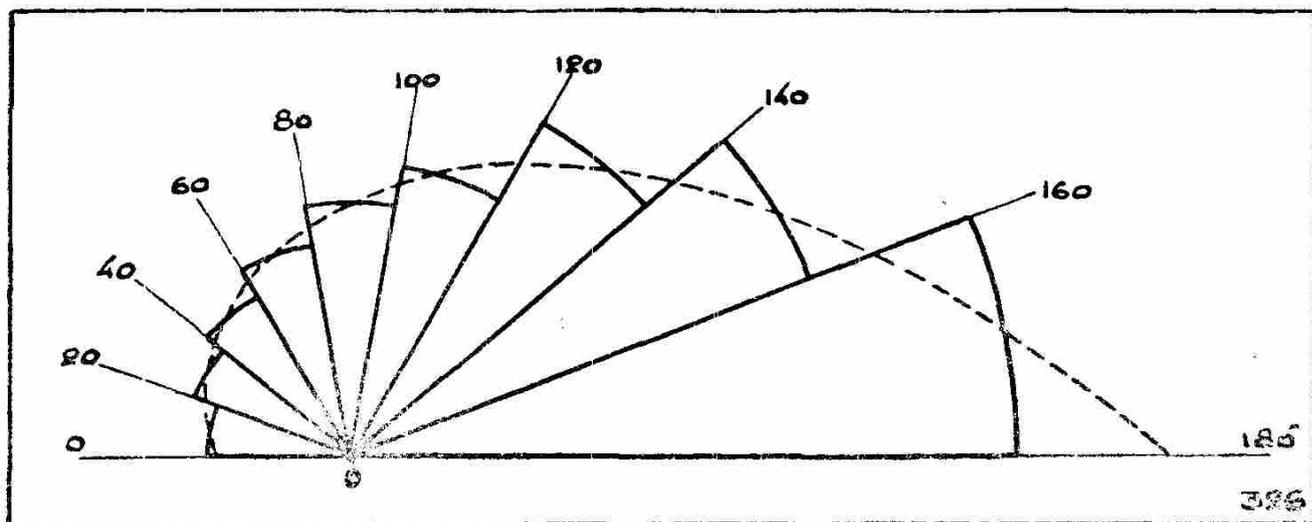


Fig. 28.

D'un point 0 pris comme sommet, construisons 9 angles adjacents consécutifs de 20° chacun. Avec ces angles successifs, formons des secteurs ayant pour rayons respectifs des longueurs proportionnelles à 2,8 3,3 3,7 4,4 5,2 6 7,8 9,8 13,2. Sur notre dessin, nous prendrons 5 mm. par unité (fig. 28).

Si maintenant nous réunissons par une courbe continue les points milieux de chaque arc, nous aurons obtenu la forme d'une lame de condensateur à variation linéaire de fréquence.

Dans la pratique, on utilise habituellement, et c'est regrettable, des condensateurs dont la forme des lames est un compromis entre celle du condensateur à variation linéaire de longueur d'onde et celle du condensateur à variation linéaire de fréquence.

## CHAPITRE II

# QUELQUES NOTIONS ÉLÉMENTAIRES RELATIVES AUX LAMPES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

### Triodes - Tétrodes - Pentodes

#### QUALITÉS ET DÉFAUTS DE LA LAMPE TRIODE

La lampe triode est un relai merveilleux qui permet, comme nous l'avons vu antérieurement, de redresser et d'amplifier des courants alternatifs, d'entretenir et de détecter des oscillations à haute fréquence.

Cependant, le tube triode n'est pas sans défaut.

Ces défauts se manifestent spécialement quand il s'agit d'amplifier des courants de haute fréquence.

#### PREMIER DÉFAUT :

##### DIFFICULTÉ D'AMPLIFIER LES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

On a constaté, dès le début de la création des lampes triodes, qu'il était bien plus facile d'amplifier les courants de fréquences relativement basses que ceux de très hautes fréquences. Si la stabilité d'un amplificateur est constante à 200 Kc., le tube se met à osciller dès qu'on augmente la fréquence. C'est une des raisons pour lesquelles au début de la radio on utilisait surtout les grandes ondes (1000 à 3000 m. ; 100 à 300 Kc.) et que les récepteurs « descendaient » difficilement en-dessous de 300 mètres. Autrement dit, le récepteur amplifiait correctement les fréquences de 100 Kc. mais, au fur et à mesure que l'on désirait amplifier des fréquences plus élevées, l'instabilité commençait à se manifester. Des oscillations à HF prenaient naissance dans l'étage HF. Les oscillations prenaient donc plus facilement naissance :

- 1) pour les réceptions sur fréquences plus élevées ;
- 2) pour la réception des émetteurs plus puissants ou plus rapprochés ;
- 3) dès que l'on voulait « pousser » l'amplification par un réglage précis ou l'utilisation de circuits oscillants à forte impédance ;

4) si l'on voulait établir plusieurs étages d'amplification HF, car, si le signal était trop faible pour provoquer l'oscillation du premier tube, ce signal amplifié pouvait faire osciller le second tube et entraîner la perturbation générale paralysant toute réception.

A 1000 Kc. (300 mètres), par exemple, la réception était toujours impossible, car le tube oscillait spontanément.

#### REMÈDE

Sans connaître la cause de ces oscillations spontanées, mais en se basant uniquement sur l'observation des faits signalés ci-dessus, on pensa logiquement à transformer toute fréquence incidente en une onde de fréquence plus basse et que l'on amplifierait facilement. Telle fut la genèse de l'idée du récepteur à changement de fréquence.

En effet, un seul étage d'amplification de la fréquence incidente, combiné avec une oscillatrice donnant la fréquence locale produisent la MF à fréquence relativement basse : 60 Kc. (5000 mètres), qu'il est aisé de traiter dans un amplificateur à plusieurs étages et spécialement prévu pour cette fréquence.

Le circuit d'accord est très amorti, c'est-à-dire que son impédance est faible et que sa courbe de résonance est très aplatie. L'amplification sera donc faible et peu sélective, mais l'apparition des oscillations gênantes sera repoussée assez haut dans la gamme des fréquences.

Par contre, l'amplification et la sélectivité pourront être poussées dans l'amplificateur MF.

Le principe d'un tel récepteur fut réalisé et livré au public pendant de nombreuses années. Les récepteurs les plus modernes ne sont que des perfectionnements de celui dont le schéma est donné dans le tome I, page 138, figure 174.

Les premiers changeurs de fréquence utilisèrent jusqu'à 8 tubes. Un HF, un oscillateur, 3 amplificateurs MF, un détecteur (par la grille ou par la plaque, donc en même temps amplificateur BF) et deux amplificateurs BF. De tels appareils permettaient la réception des ondes de 1200 Kc. (250 mètres) et parfois même de 1500 Kc. (200 mètres).

*Cause* : capacité interne trop grande.

Dans un tube triode, la grille et la plaque, qui sont des électrodes parallèles, constituent les armatures d'un minuscule condensateur.

De plus, il existe aussi une capacité entre les connexions grille et plaque, à l'intérieur de l'ampoule et entre les broches fixées sur le culot.

Cette capacité interne est très petite, mais elle n'est pas négligeable et elle produit un couplage statique entre le circuit grille et le circuit plaque. (La capacité grille-plaque d'une triode A 409 est de 4 micromicrofarads.)

La partie en traits pleins du croquis (fig. 29) représente un étage d'amplification, abstraction faite de la capacité interne du tube. Cette capacité interne a été représentée en pointillé.

Les deux circuits sont donc couplés par un condensateur, couplage statique qui nous rappelle celui de la détectrice à réaction exposé dans le tome I, page 115, figure 136.

Il y a report de l'énergie du circuit plaque sur le circuit grille et, si la quantité d'énergie est suffisante, il y aura entretien des oscillations.

Or, la capacité interne présente une capacitance  $\frac{1}{C_{\omega}}$  inversement proportionnelle à la fréquence (voir page 23, formule 7).

Avec le tube A 409, la capacitance à la fréquence 100 Kc. (3000 mètres) est de  $\frac{1}{4 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 100.000} = 398\,487$  ohms et à la fréquence 1000 Kc. (300 mètres) elle est 10 fois plus petite : 39 848 ohms. En onde courte, 10 000 Kc. (30 mètres) elle est 100 fois plus petite : 3 984 ohms.

L'énergie reportée sur la grille est donc proportionnellement 100 fois plus grande à la fréquence 10 000 Kc. et 10 fois plus grande à la fréquence 1000 Kc. qu'à la fréquence 100 Kc. Donc, dans l'échelle des fréquences, il y aura un moment où la lampe doit osciller.

On ne peut préciser une fréquence limite, car c'est la quantité d'énergie reportée qui provoque l'oscillation. Il est évident que si le signal incident est faible ou fort, la quantité d'énergie reportée (la réaction) sera petite ou grande et le tube oscillera pour des fréquences plus basses ou plus hautes.

Ce raisonnement nous donne l'occasion de faire un retour en arrière et de comprendre maintenant pourquoi, dans une détectrice à réaction, le couplage inductif ou statique devait être variable.

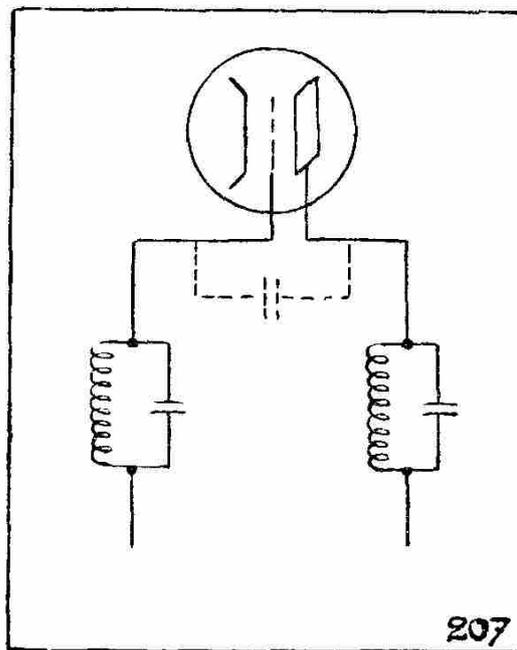


Fig. 29.

Un couplage admissible pour la fréquence 100 Kc. peut provoquer l'accrochage à 1000 Kc. De même, le couplage nécessaire pour recevoir une émission faible à la fréquence  $F$ , provoque l'oscillation du tube si l'émission, sur la même fréquence  $F$ , est puissante.

#### DEUXIÈME DÉFAUT :

##### PEU DE SÉLECTIVITÉ DU CIRCUIT D'ACCORD

La courbe de résonance d'un circuit oscillant est d'autant plus aplatie que la résistance en parallèle sur ce circuit est faible.

Or, la résistance interne du tube est en parallèle avec le circuit plaque.

La résistance interne du tube aura donc pour effet d'amortir le circuit oscillant et cela d'autant plus que la résistance est petite.

Le tube A 409 a une résistance interne de 10.000 ohms.

Le tube A 410 n'a que 2000 ohms.

Le 56 américain a une résistance interne de 9500 ohms.

La 6 J 5, 7500 ohms.

Une résistance aussi faible a une action déplorable sur la sélectivité.

*Cause* : résistance interne trop faible.

#### TROISIÈME DÉFAUT : GAIN FAIBLE PAR ÉTAGE

Nous savons que le coefficient d'amplification d'un tube est le rapport qui existe entre la différence de tension plaque et la différence de tension grille qui produirait la même variation d'intensité du courant plaque.

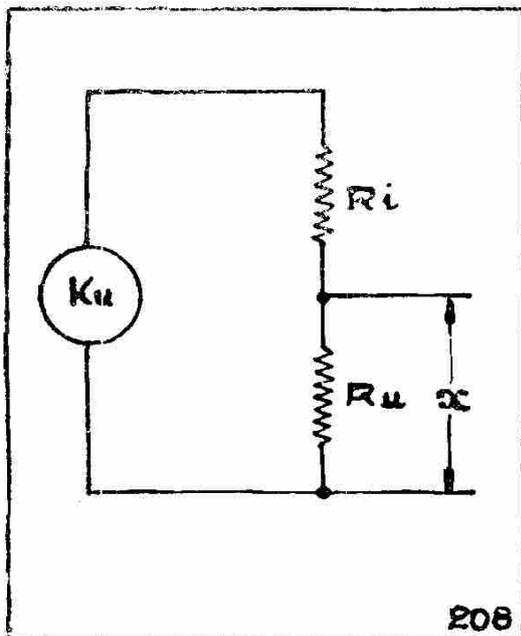


Fig. 30.

Il semblerait donc que si l'on applique une tension  $u$  à l'entrée d'un tube, on soit en droit de réclamer une tension  $Ku$  à la sortie.

Or, à la sortie du tube, on trouve un courant variable et, pour obtenir une tension variable, il faut que ce courant traverse une résistance et y crée une différence de potentiel. Mais la résistance du circuit d'utilisation  $R_n$  est en série avec la résistance interne  $R_i$  du tube.

La figure 30 schématise l'étage amplificateur.

$K \cdot u$  est la tension disponible par suite de l'amplification du tube.

$R_i$  est la résistance interne ;  $R_u$  la résistance du circuit d'utilisation ;  $x$  est la tension obtenue aux bornes de  $R_u$ .

Nous pouvons facilement établir la proportion :

$$\frac{K \cdot u}{R_i + R_u} = \frac{x}{R_u} \quad x = \frac{K \cdot u \times R_u}{R_i + R_u}$$

Le rapport entre la tension de sortie  $x$  et la tension d'entrée  $u$  sera donc  $\frac{x}{u} = K \frac{R_u}{R_i + R_u} = \text{gain. (22)}$

La conclusion immédiate est que le gain est nécessairement plus petit que le coefficient d'amplification, puisque la fraction qui multiplie  $K$ , dans la formule ci-dessus, est plus petite que 1.

Or, le coefficient des triodes est faible : 9 pour l'A 409, 10 pour l'A 410 ; 13,8 pour la 56 ; 20 pour la 6 J 5.

Si l'on désire obtenir un gain aussi rapproché que possible du coefficient d'amplification, il faut choisir  $R_u$  aussi grand que possible. Mais, si  $R_u$  est trop grand, il crée une chute de tension qu'il faut retirer de la tension plaque, ce qui a pour résultat de faire reculer vers la droite la caractéristique sur laquelle travaille la lampe.

Il y a donc une limite admissible. Les constructeurs de lampes donnent généralement la valeur optima de cette résistance de charge.

La cause du manque d'amplification est due au *coefficient d'amplification trop faible*.

*En résumé* : Au point de vue de l'amplification à haute fréquence, la triode a trois défauts :

a) Capacité grille-plaque trop grande et qui produit des oscillations indésirables.

b) Résistance interne trop faible et qui amortit les circuits oscillants, donc, nuit à la sélectivité.

c) Coefficient d'amplification insuffisant et qui ne permet pas un gain suffisant par étage.

#### REMÈDE

Le coefficient d'amplification dépend de la géométrie de la lampe. Autrement dit, le coefficient d'amplification est fixé par le rapport des distances plaque-cathode et grille-cathode. Il semblerait, à première vue, que l'on puisse à volonté rapprocher la grille

de la cathode et écarter la plaque et obtenir des coefficients d'amplification de l'ordre de 4 à 5000 ou même plus.

Il s'agirait donc d'augmenter ce rapport. Deux procédés sont à notre disposition :

1) Sans changer la position de la plaque, rapprocher la grille de la cathode. L'action de la grille sera augmentée ; pour une même polarisation de la grille, le courant plaque aura moins d'intensité ; en conséquence, le recul de grille diminue, et un moment viendra où la partie droite de la caractéristique sera trop courte pour permettre l'application à l'entrée du tube d'une tension convenable sans tomber dans la partie courbe inférieure pour les alternances négatives, et dans l'apparition du courant grille pour les alternances positives.

On pourrait alors rétablir le recul de grille en augmentant la tension anodique, mais on arriverait rapidement à devoir employer des tensions dangereuses et prohibitives de plusieurs milliers de volts.

2) Sans changer la position de la grille, éloigner la plaque.

Dans ce cas, c'est la résistance interne qui augmente. Ceci est intéressant au point de vue de la sélectivité, mais déplorable au point de vue du gain par étage, sauf si le coefficient d'amplification était très grand, l'un compenserait l'autre.

Mais en même temps, se manifeste une diminution du recul de grille.

Donc, nécessité de recourir à des tensions anodiques élevées, mais inadmissibles dans la pratique.

Après avoir augmenté le coefficient d'amplification par l'ajustage convenable des distances plaque-cathode, on peut diminuer la résistance interne sans modifier la géométrie de la lampe. Il suffit d'améliorer le pouvoir émissif de la cathode, soit en augmentant sa surface, soit en choisissant des matériaux à grand pouvoir émissif (oxydes de thorium, de strontium, etc.). Une cathode « généreuse » diminue la résistance interne et augmente la pente.

En effet, si nous nous reportons au chapitre III du tome I, page 57, nous avons vu que :

1° la résistance interne  $R_i$  est le rapport entre une variation de tension plaque et la variation correspondante de l'intensité de ce courant  $R_i = v/i$  et se mesure en ohms ;

2° le coefficient d'amplification est le rapport entre la variation de tension plaque  $v$  et la variation de tension grille  $u$  qui produisent la même variation de courant plaque  $i$ .  $K = v/u$  et est un nombre abstrait ;

3° la pente est le rapport entre la variation d'intensité du courant plaque  $i$  et la variation de tension grille  $u$  qui l'a produite, la tension plaque restant la même.

$S = i/u$  et se mesure en inverses d'ohms, ampères par volts ou milliampères par volt (notation européenne) ou en microampères par volt (micromhos pour les Américains). Si nous rapprochons ces trois formules :

$R = v/i$  (23),  $K = v/u$  (24),  $S = i/u$  (25), on remarque immédiatement le rapport qui existe entre elles.

$$\left. \begin{aligned} R &= \frac{K}{S} = \frac{v}{u} : \frac{i}{u} = \frac{v \times u}{u \times i} = \frac{v}{i} \\ S &= \frac{K}{R} = \frac{v}{u} : \frac{v}{i} = \frac{v \times i}{u \times v} = \frac{i}{u} \\ K &= SR = \frac{i}{u} \times \frac{v}{i} = \frac{v}{u} \end{aligned} \right\} \quad (26)$$

Donc, d'après la dernière formule,  $K = RS$ , si le coefficient d'amplification est fixé par la géométrie de la lampe,  $SR$  doit être un produit constant. Donc, si nous diminuons la valeur de  $R$  par l'emploi d'une cathode généreuse, nous augmentons la pente.

Le problème, comme on le voit, est fort complexe.

Certaines lampes triodes ont donné des caractéristiques, à certains points de vue, intéressantes.

	6 F 5	6 K 5	E 499
Capacité grille-plaque, en micro-microfarads . . . . .	2	2	1,5
Coefficient d'amplification . . . . .	100	70	99
Résistance interne, en ohms . . . . .	66.000	50.000	100.000
Pente, en micromhos . . . . .	1.500	1.400	990

On voit donc que la limite atteinte pour le coefficient d'amplification est 100. Le gain est donc nécessairement inférieur à 100, et comme la résistance interne est considérable, même avec un excellent circuit accordé (impédance de 150.000 ohms), le gain ne pourra jamais dépasser 60, dans les meilleures conditions.

### Tubes tétrodes

En écartant la plaque de la grille, on diminue la capacité interne de la lampe, la capacité grille-plaque.

En intercalant entre ces deux électrodes, considérées comme les deux armatures d'un minuscule condensateur, une autre électrode,

*l'écran*, reliée à la terre, on n'est plus en présence d'un condensateur, mais de deux condensateurs en série. Nous savons, d'après la loi de

Kirchoff  $C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$  que l'ensemble de deux condensateurs en

série représente une capacité inférieure à la capacité du plus petit des deux condensateurs. La capacité grille-plaque d'une lampe dans laquelle on a intercalé un écran entre grille et plaque est donc très faible. Ainsi, dans la première lampe tétrode lancée sur le marché, la A 442, la capacité grille-plaque est de 0,005 micromicrofarad ; soit, par comparaison avec la triode A 409, dont la capacité grille-plaque est de 4  $\mu\mu$ F, 800 fois plus petite. On imagine l'avantage au point de vue des risques d'accrochage.

Si l'on écarte la plaque, et c'est ce qui est fait dans ce genre de tube, le coefficient d'amplification augmente et devient 350, soit 3,5 fois plus que dans la 6 F 5, triode dont le coefficient d'amplification est 100 ; 39 fois plus que dans la A 409, dont le coefficient d'amplification est 9. La B 462 a un coefficient de 500.

Pour permettre aux électrons d'atteindre la plaque, qui est fort éloignée, l'écran est porté à une tension positive représentant environ la moitié de la tension anodique.

L'éloignement de la plaque fait que la résistance interne augmente considérablement. L'A 442 et la B 442 ont une résistance interne de 400.000 ohms. Ceci est intéressant au point de vue de la sélectivité, mais paraît, à première vue, déplorable au point de vue du gain. Nous verrons un peu plus loin qu'il n'en est rien.

La pente, pour les triodes, est respectivement de

A 409	A 410	6 F 5	6 K 5	E 499	
1,2	0,5	1,5	1,4	0,99	mA/V.

pour les tétrodes

A 442	B 462	
0,9	1,4	mA/V.

Les pentes sont donc sensiblement égales pour les triodes et pour les tétrodes.

#### COMMENT SE CALCULE LE GAIN D'UNE LAMPE TÉTRODE

Il s'agit, contrairement à la triode, d'une lampe à grand coefficient d'amplification K et à grande résistance interne  $R_i$ .

Il apparaît immédiatement que si  $R_i$  est grand (de l'ordre de 400.000 ohms), il sera impossible de prendre pour résistance de charge une résistance d'utilisation  $R_u$  d'une valeur beaucoup supérieure à  $R_i$ , car elle créerait une chute de tension qui réduirait

à néant la tension anodique appliquée au tube. Nous emploierons donc ici une résistance d'utilisation ( $R_u$ ) faible par rapport à  $R_i$ .

La formule du gain établie page 53 nous sert donc de base.

(22)  $\text{gain} = K \frac{R_u}{R_u + R_i}$ . Or, nous savons, voir page 55, que  $K = R_i \cdot S$ .

Dans la formule exprimant le gain, remplaçons  $K$  par son égal  $S \cdot R_i$  (26), il vient :

$$\text{gain} = \frac{S \cdot R_i \cdot R_u}{R_u + R_i}$$

Or, si  $R_u$  est petit par rapport à  $R_i$ , nous pouvons le négliger au dénominateur de la fraction sans altérer sérieusement la valeur du gain, Donc :

$$\text{gain} = \frac{S \cdot R_i \cdot R_u}{R_i}$$

Dans cette fraction, nous pouvons simplifier par  $R_i$  et nous obtenons :  $\text{gain} = S \times R_u$  (27). Nous traduisons par « le gain est égal à la pente multipliée par la résistance d'utilisation ».

Exemples : le tube A 442 a une pente de 0,9 mA/V ; si nous prenons une résistance d'utilisation de 50 000 ohms (petite par rapport à la résistance interne qui est de 400 000 ohms), le gain sera de  $0,0009 \times 50\,000 = 45$ .

Le tube B 462 a une pente de 1,4 mA/V ; si nous prenons comme circuit d'utilisation un circuit accordé d'une impédance de 100 000 ohms, le gain sera :  $0,0014 \times 100\,000 = 140$ .

Il y a loin déjà du résultat qu'aurait pu donner le calcul du gain d'une triode.

Ainsi, pour la triode américaine 56,  $K = 13,8$  ;  $R_i = 9500$  ohms ; et si nous prenons comme résistance d'utilisation une impédance de 100 000 ohms, le gain sera :

$$g = 13,8 \times \frac{100\,000}{100\,000 + 9\,500} = 12,42.$$

Pour la 6K5 :  $K = 70$  ;  $R_i = 50\,000$  ohms. Avec la même résistance d'utilisation, le gain sera :

$$g = 70 \times \frac{100\,000}{100\,000 + 50\,000} = 47.$$

Les triodes ne pourraient s'accommoder d'une résistance d'utilisation (appelée aussi *résistance de charge*), petite par rapport à la résistance interne, parce que celle-ci étant au maximum de 100 000 ohms, la résistance de charge devrait être au maximum de 10 000 ohms. Calculons :

Pour la 56 américaine  $S = 1,45 \text{ mA/V}$  ;  $R_i = 9500 \text{ ohms}$  ;  
 $R_u = 950 \text{ ohms}$ .

$$g = 0,00145 \times 950 = 1,3775.$$

Pour la 6K5 :

$$S = 1,4 \text{ mA/V} ; R_i = 50\,000 \text{ ohms} ; R_u = 5000 \text{ ohms}$$

$g = 0,0014 \times 5\,000 = 7$ , ce qui serait ridicule puisqu'on peut en tirer 12,42 et 47.

### DÉFAUTS DE LA LAMPE TÉTRODE

La lampe tétrode est certes un progrès au point de vue de l'élimination des oscillations indésirables. Elle marque un progrès également au point de vue de l'amplification à haute et à basse fréquence.

Cependant, cette lampe n'est pas encore l'idéal et présente des défauts consécutifs à sa courbe caractéristique plaque très particulière.

Jusqu'à présent, nous avons décrit les courbes caractéristiques plaque des tubes pour une tension plaque fixe et une tension grille variable.

Nous pourrions aussi tracer une série de courbes définissant les variations de l'intensité pour une tension grille fixe et une tension anodique allant de zéro vers un maximum admissible, 300 volts, par exemple. Ainsi, la triode 56 donne les caractéristiques ci-dessous :

Chaque courbe indique l'intensité (indiquée en ordonnée) pour

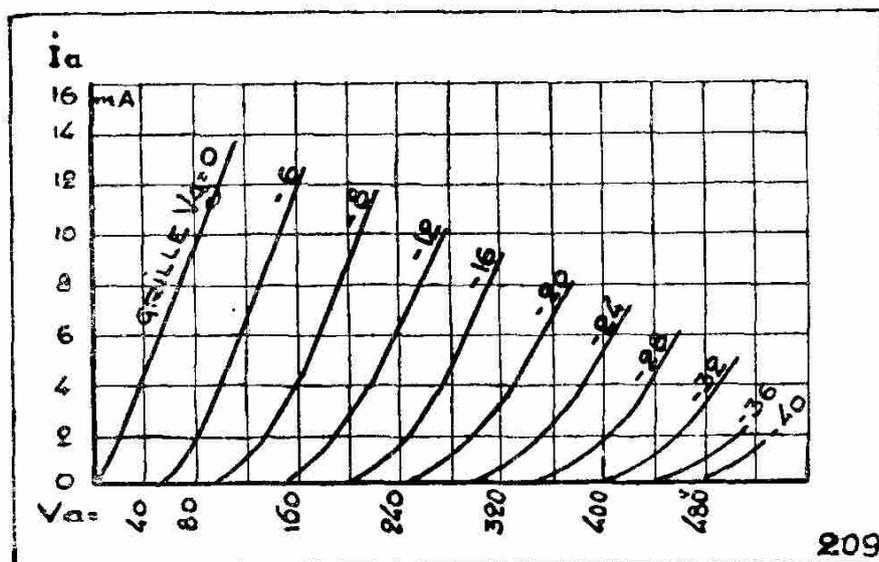


Fig. 31.

une polarisation grille fixe (notée sur la courbe elle-même) et une tension anodique variant de 0 à 320 volts (indiquée en abscisse) (fig. 31).

Toutes les courbes ci-dessous ont une partie rectiligne et il est aisé de déduire la résistance interne du tube à n'importe quel point de fonctionnement. Ainsi, par exemple, entre deux points situés sur la courbe  $V_g = 0$ , l'un sur la verticale 40 v. l'autre sur la verticale 80 v., pour une variation de 40 volts plaque, la variation d'intensité est de 4,7 mA ;  $R_i = V : I = 40 : 0,0047 = 8510$  ohms.

*La série des courbes d'une tétrode a une tout autre allure.*

Appliquons à une tétrode, une tension négative fixe sur la grille ( $-2$  v), une tension positive fixe sur l'écran ( $+100$  volts) et une tension positive nulle d'abord, puis croissante jusqu'à 250 volts sur la plaque.

Pour une tension nulle sur la plaque, il existe un faible courant plaque ( $-$  de 1 mA) car quelques électrons partis de la cathode et accélérés par l'écran atteignent la plaque. C'est le point A de la courbe (fig. 32).

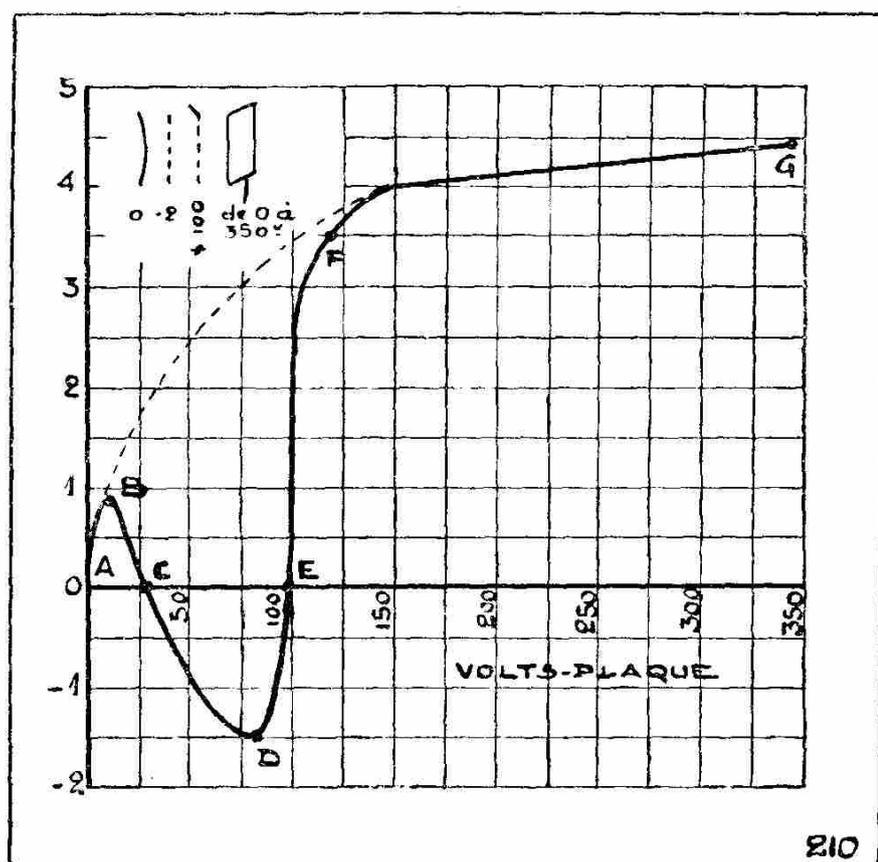


Fig. 32.

En augmentant la tension plaque jusqu'à  $+10$  V., le courant augmente jusqu'à près de 1 mA, car un certain nombre d'électrons qui n'avaient pas assez de vitesse sont attirés par la plaque portée à un potentiel positif. C'est le point B de la courbe.

En portant la plaque de  $+10$  à  $+30$  V., l'intensité diminue jusqu'à s'annuler. Un nouveau phénomène intervient ici. Des élec-

trons bombardent la plaque avec une violence si grande qu'ils arrachent d'autres électrons de cette plaque et qu'une partie d'entre eux retournent à l'écran, dont le potentiel est supérieur. Pour 30 V. le nombre d'électrons arrachés de la plaque est égal au nombre d'électrons qui se fixent sur elle. Rien d'étonnant que le courant soit nul. C'est le point C de la caractéristique.

De 30 à 80 V., le courant s'inverse. Le nombre d'électrons arrachés est supérieur au nombre d'électrons fixés. La plaque émet des électrons qui vont se fixer sur l'écran. Ce phénomène porte le nom d'*émission secondaire*. Le courant circule dans le sens plaque-écran. L'intensité maximum de courant inverse se manifeste au point D.

De 80 à 95 V., le courant inverse diminue rapidement d'intensité pour s'annuler au point E (95 V. plaque). Les électrons de l'émission secondaire sont sollicités par l'écran et par la plaque. Au fur et à mesure que la plaque devient plus positive, un nombre de plus en plus grand d'électrons arrachés de la plaque décrivent une trajectoire, puis y retombent. Au point E, le nombre d'électrons qui atteignent la plaque est égal au nombre d'électrons qui la quittent pour se précipiter sur l'écran.

De E à F (de 95 à 125 V.) le courant se rétablit dans le sens normal et croît rapidement. Les électrons secondaires atteignant l'écran sont de moins en moins nombreux et l'on peut dire qu'à 125 V., point F de la courbe, les électrons secondaires font tous retour à la plaque.

A partir de 125 V., l'intensité du courant ne grandit plus que faiblement. La courbe s'est coudée et est presque horizontale de F à G. L'émission secondaire ne produit plus aucun effet sur l'allure générale de la courbe.

En examinant la courbe, on constate que la partie FG est le prolongement de la partie AB. Il suffit, pour s'en rendre compte, de réunir par un pointillé de courbure régulière les points B et F. ABFG paraît être la courbe normale de la lampe, courbe dans laquelle l'émission secondaire a produit l'accident BCDEF.

Etudions maintenant cette courbe au point de vue de la résistance interne de la lampe.

De A à B. - La variation de tension plaque est de 10 V. ( $V = 10$ ) ; la variation d'intensité ( $I$ ) est d'environ 0,00025 A ; la résistance interne  $= 10 : 0,00025 = 40\ 000$  ohms.

De B à C. - Pour une augmentation de tension plaque, l'intensité diminue ; la résistance interne est donc négative.  $V = 30 - 10 = 20$  ;  $I = - 0,001$  A.

$$R_i = 20 : - 0,001 = - 20\ 000 \text{ ohms.}$$

De C à D. - Pour une augmentation de tension plaque, l'intensité en sens inverse augmente ; donc la résistance interne est négative.  
 $V = 80 - 30 = 50 \text{ V.} ; I = -0,0015 \text{ A.}$

$$R_i = 50 : -0,0015 = -33\,333 \text{ ohms.}$$

De D à E. - Pour une augmentation de tension plaque, l'intensité en sens inverse diminue ; donc la résistance interne est positive.  
 $V = 95 - 80 = 15 ; I = 0,0015 \text{ A.}$

$$R_i = 15 : 0,0015 = 10\,000 \text{ ohms.}$$

De E à F. - Pour une tension plaque qui augmente, l'intensité augmente rapidement ; donc résistance positive peu élevée.  $V = 125 - 95 = 30 ; I = 0,004 \text{ A. environ.}$

$$R_i = 30 : 0,004 = 7500 \text{ ohms.}$$

De F à G. - Pour une augmentation de tension plaque, l'intensité augmente lentement ; donc résistance interne positive élevée.  
 $V = 350 - 150 = 200 ; I = 0,0005.$

$$R_i = 200 : 0,0005 = 400\,000 \text{ ohms.}$$

Tension écran 100 V.

Tensions grille :

— 1,5 V, — 2 V, — 2,5 V.

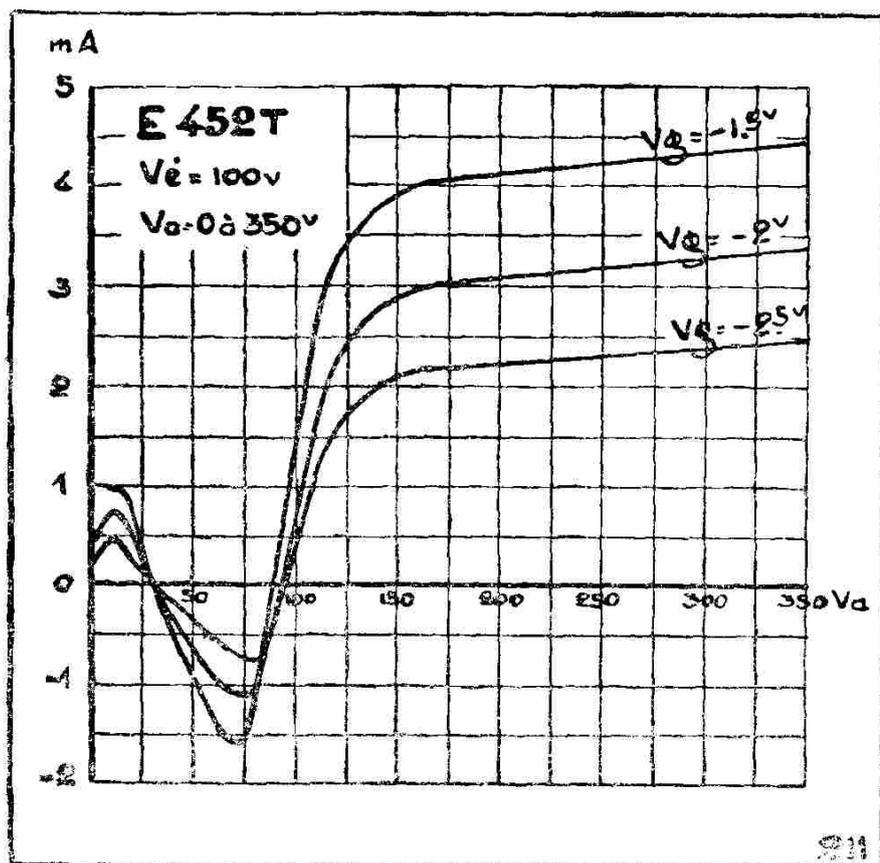


Fig. 33.

Il est de toute évidence que c'est dans la partie FG que la lampe doit travailler normalement. C'est, en effet, là que l'on risque le moins de voir se modifier la résistance interne et par conséquent la pente.

Nous donnons deux autres groupes de caractéristiques relatives à la tétrode E 452 T. (Fig. 33 et 34.)

Tension écran 75 V.

Tensions grille :

— 1,5 V, — 2 V, — 2,5 V.

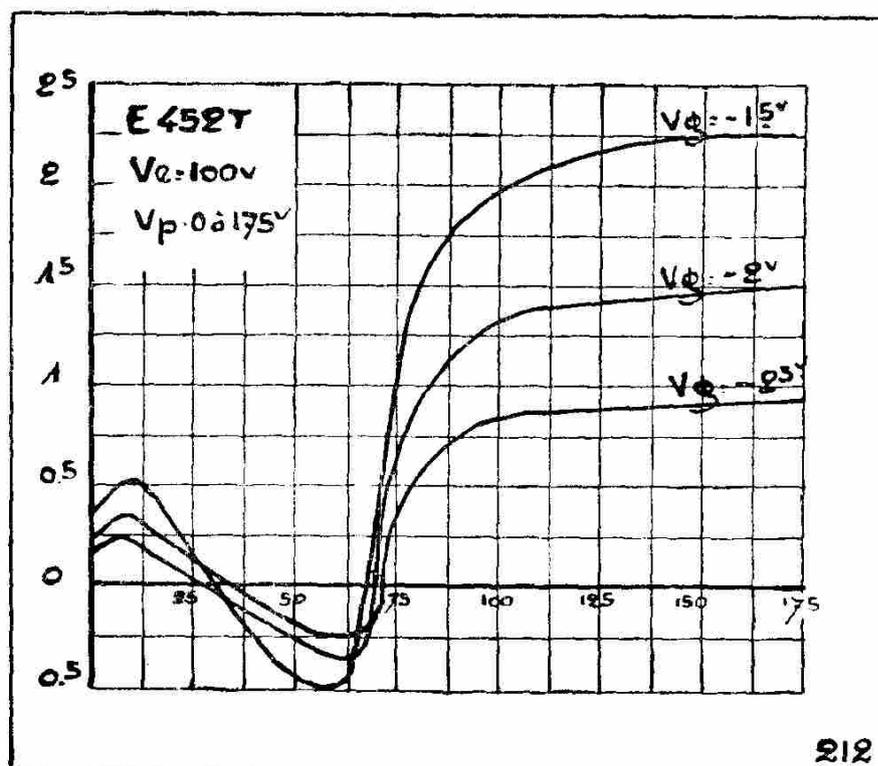


Fig. 34.

Le défaut de la lampe tétrode réside précisément dans cette irrégularité, cet accident de la courbe. En effet, tout d'abord, remarquons qu'une modification de la tension écran modifie l'allure de la courbe ; la partie presque verticale, c'est-à-dire où la résistance est faible, se déplace vers la droite quand la tension écran augmente.

Ensuite, on constate que si la plaque se rapproche de la tension écran, la résistance interne tombe de 400 000 à 7 500 ohms, donc, que la pente se modifie inversement.

Or, pendant le fonctionnement d'un tube, les variations de tension grille entraînent des variations de courant plaque. Ces dernières produisent aux bornes de la résistance de charge des différences de potentiel qui, avec un signal d'entrée important, peuvent amener

la tension plaque à être inférieure à la tension écran. Donc, mauvais fonctionnement et distorsion.

### La lampe penthode

Il fallait donc, tout en conservant les avantages de la tétrode, se débarrasser de son défaut : *l'émission secondaire*.

Pour renvoyer directement sur la plaque les électrons secondaires, il suffit d'intercaler entre l'écran et la plaque une cinquième électrode négative.

Cette électrode est reliée à la cathode (souvent à l'intérieur même de l'ampoule) ; elle est donc à un potentiel négatif par rapport à l'écran et à la plaque.

Les électrons arrachés de la plaque sont repoussés par cette troisième grille et, de ce fait, l'émission secondaire est sans effet sur la caractéristique plaque, puisque à aucun moment le nombre d'électrons ayant effectué le trajet cathode-plaque ne revient en arrière vers l'écran.

La courbe caractéristique de courant plaque pour une tension écran et une tension grille constantes ressemblera à la courbe ABFG et l'« accident » BCDEF dû à l'émission secondaire n'existera plus.

La troisième grille porte le nom de *grille de suppression* (suppresseur pour les Anglais et Américains).

Dans la tétrode, le potentiel écran devait être très stable ; il fallait donc l'obtenir au moyen d'une résistance potentiométrique.

Dans la penthode, au contraire, la tension écran n'est pas critique, la tension plaque peut être la même que la tension écran, sans voir changer la résistance interne du tube.

Donc, une simple résistance shuntée par un condensateur de découplage suffit pour obtenir une tension écran d'une stabilité suffisante pour les besoins.

Les caractéristiques des tubes penthodes sont meilleures encore que celles des tétrodes. Voici quelques exemples :

	57	6 C 6	E F 6
Capacité grille - plaque en micromicrofarads . . . . .	0,007	0,01	0,003
Pente en mA/V . . . . .	1,225	1,225	1,8
Coefficient d'amplification . . . . .	1 500	1 500	4 500
Résistance interne en ohms	1 225 000	1 500 000	2 500 000

Voici une famille de courbes relatives aux tubes E F 6 (fig. 35) :

Ce tube, utilisé avec une impédance de charge de 150 000 ohms, donnera un gain de  $g = S \cdot R_u = 1,8 \times 150\,000 = 270$ . Le gain est donc fort intéressant, la capacité interne est vraiment minime

et permet l'amplification de courants de très haute fréquence, sans risque d'accrochage ; la résistance interne est à peu près sans effet

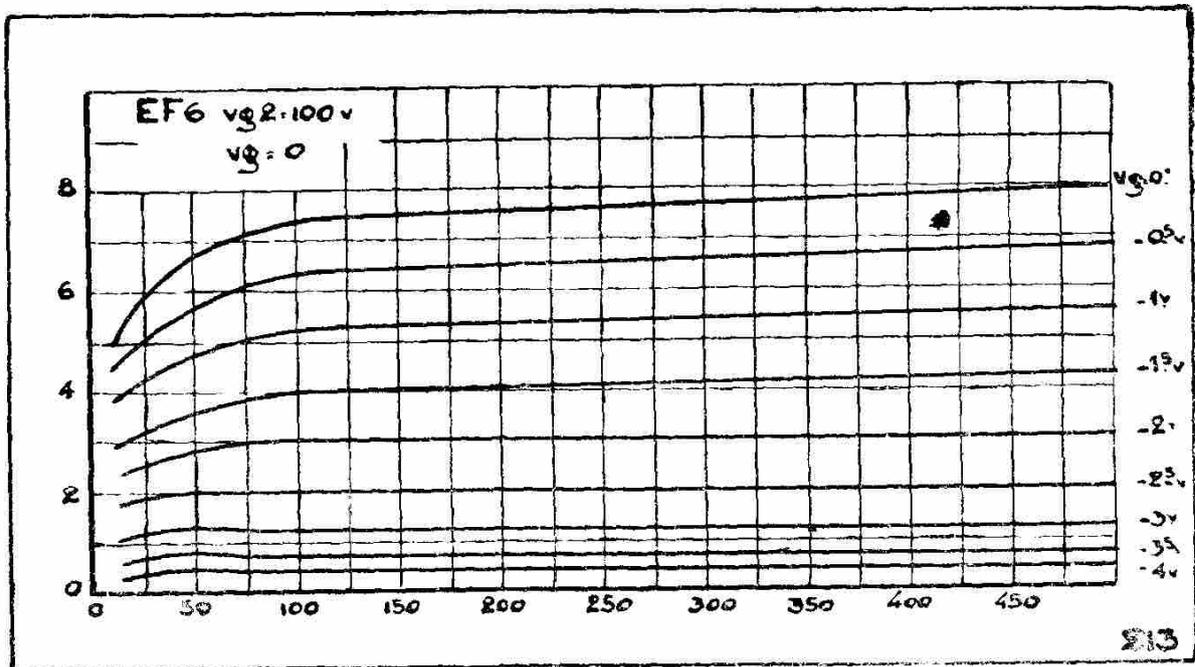


Fig. 35.

sur la forme de la courbe de résonance du circuit oscillant. La penthode est donc la lampe idéale pour l'amplification haute fréquence comme pour l'amplification basse fréquence à résistances.

Remarquons en passant que, quelle que soit la tension plaque, de 100 à 400 V., l'intensité est sensiblement la même. Les penthodes sont des tubes « à courant constant » et cette propriété sera mise à profit dans les oscillateurs à relaxation utilisés pour les oscillographes cathodiques (voir tome III).

### La lampe à pente variable

La courbe de la figure 36

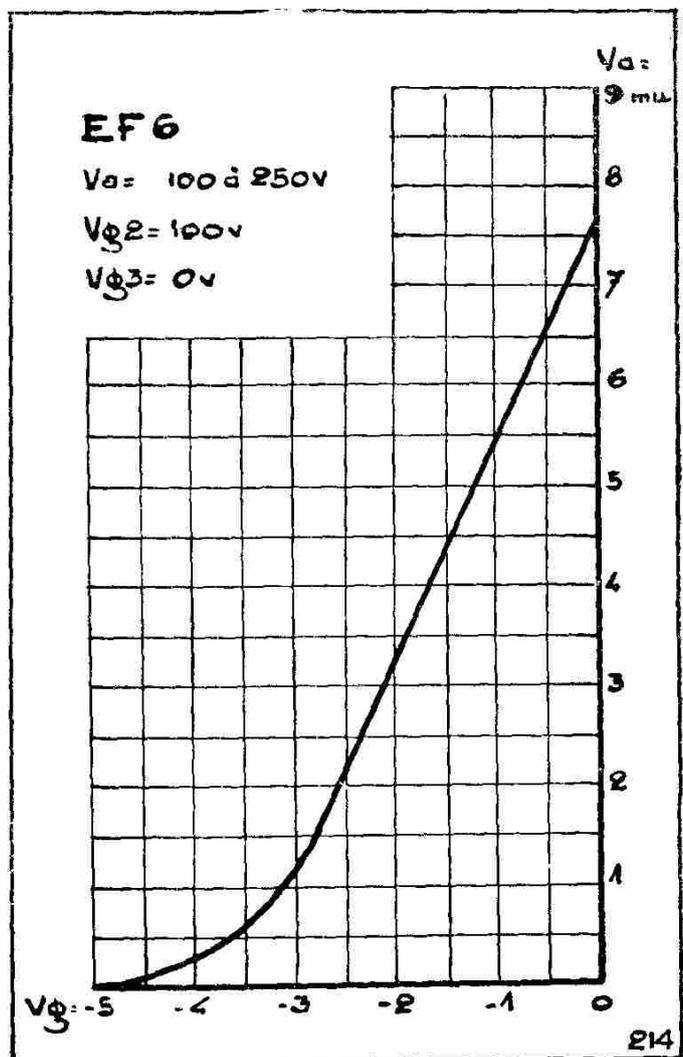


Fig. 36.

est la caractéristique plaque du même tube EF 6 pour une tension plaque de 250 V. et une tension grille variable de 0 à  $-5$  V. Nous savons que cette courbe ne se déplacerait guère vers la droite pour des tensions plaque allant jusqu'à 100 V. puisque les pentodes sont des tubes à courant constant.

Mais, on constate que le recul de grille n'est guère important et que la partie droite de la caractéristique s'étend à peine de 0 à  $-3$  V. de tension grille. La tension grille optima au repos serait donc de  $-1,5$  V. et les variations alternatives à soumettre à la grille devraient donc se limiter à 1 V. pour éviter le courant grille.

Le tube convient donc parfaitement pour amplifier des courants de faible amplitude. Mais, si le signal dépasse 1,5 V., il y aura distorsion ; la lampe travaillera dans la partie courbe de la caractéristique.

Cette lampe ne conviendra pas, par exemple, pour amplifier les tensions alternatives fournies par un émetteur local ou très puissant.

Pour obvier à cet inconvénient, on a créé une lampe à grand recul de grille et à pente variable.

La EF 5 présente la caractéristique plaque suivante :

La grille de commande d'une lampe à pente variable est constituée d'une hélice dont le pas va en grandissant ou d'une hélice à pas constant mais dont le diamètre grandit, ou d'une hélice régulière mais décentrée par rapport à la cathode (fig. 37).

Il est compréhensible qu'à l'endroit où la grille est plus serrée contre la cathode, la

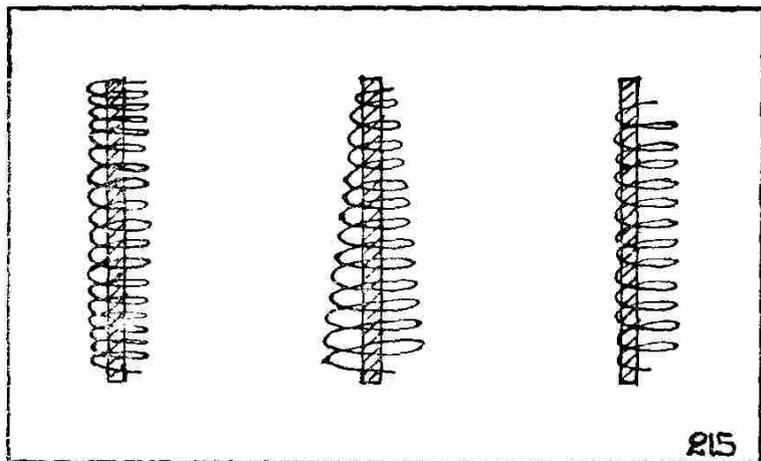


Fig. 37.

résistance interne de la lampe soit plus grande, donc la pente plus petite. Donc, en faisant varier la tension de la grille, la courbe caractéristique ne sera pas droite mais présentera une vaste courbe (fig. 38), et que le courant anodique ne s'annulera que pour une tension négative importante de la grille. Dans la EF 5, le courant anodique ne s'annule que pour  $-32$  V. grille. La pente varie donc de 1,7 mA/V à 0,002 mA/V. La résistance interne varie de 10 000 000 ohms à 1 200 000 ohms.

La tension de polarisation devra pouvoir varier de  $-3$  à  $-50$  V.

On constatera aussi que la courbe n'étant guère aussi accentuée que la partie courbe des tubes dont il a été parlé jusqu'à présent, on peut considérer comme des droites, des portions déjà consécutives de la courbe. Ainsi, une variation de 10 V. grille, que ce

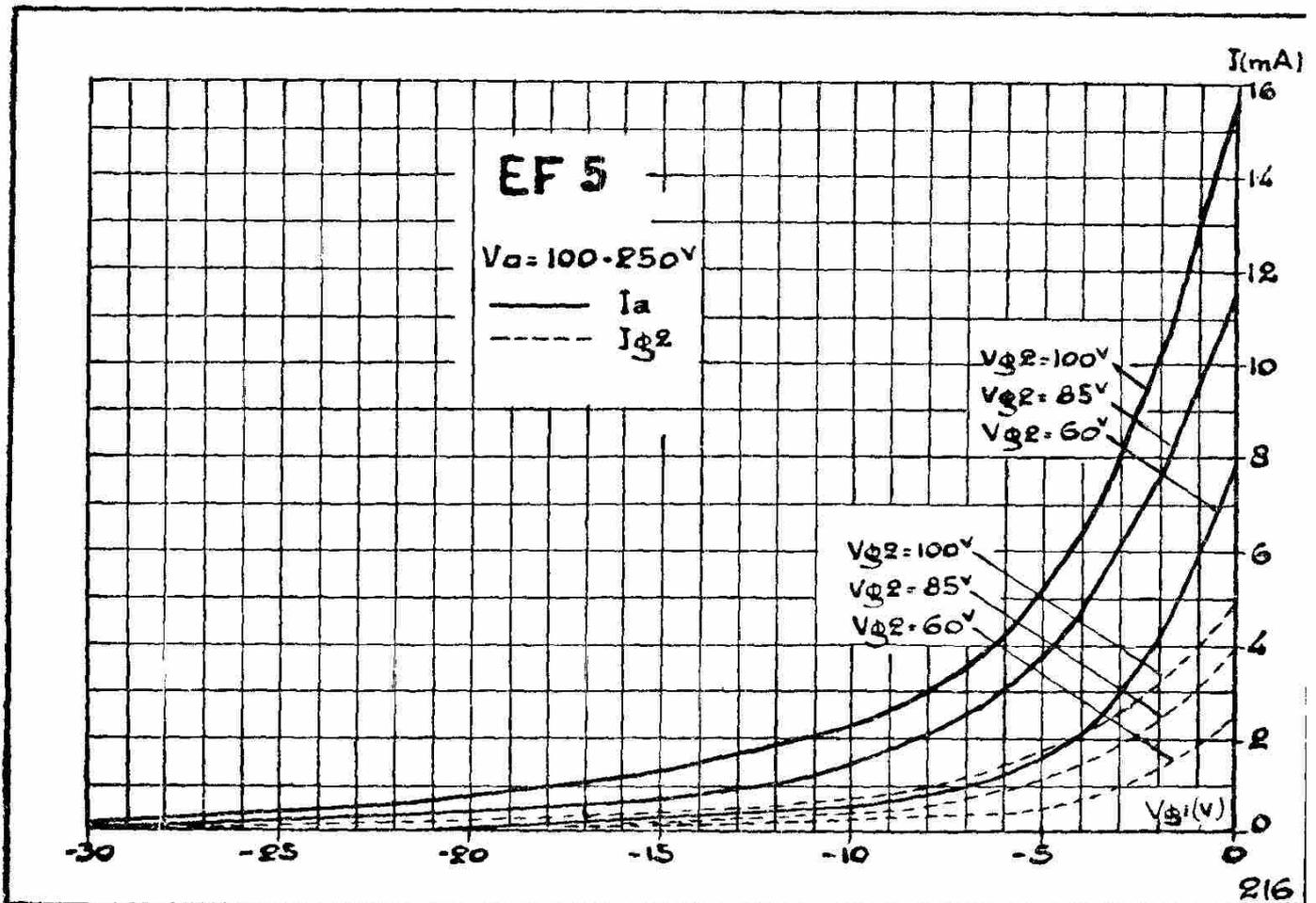


Fig. 38.

soit de  $-30$  à  $-20$  ou de  $-20$  à  $-10$ , ou de  $-15$  à  $-5$  volts, correspond à une partie de la courbe qui peut pratiquement être considérée comme rectiligne et n'entraîne pas de distorsion appréciable dans le courant plaque résultant.

De cette façon, on peut appliquer à l'entrée du tube des tensions alternatives d'amplitude importante, et l'amplification ou le gain sera fonction du point de fonctionnement, donc de la polarisation initiale de la grille.

Supposons que l'on applique un signal à l'entrée de ce tube et que l'on fixe la polarisation grille à  $-1,5$  V. Le gain, avec un circuit oscillant de  $100\ 000$  ohms d'impédance, sera de  $0,0017 \times 100\ 000 = 170$ .

Avec une polarisation de  $-32$  V. :  $0,000002 \times 100\ 000 = 0,2$ .

Le gain de ce tube peut donc varier dans la proportion de 170 à 0,2, soit :  $170 : 0,2 = 850$ .

Or, un émetteur lointain peut induire dans l'antenne une tension de 1 millivolt, parfois même un microvolt. Une station locale peut induire 1 volt.

Deux étages à haute ou moyenne fréquence pourront donc, par un simple ajustement de la polarisation de leur grille, amener à la détectrice des tensions alternatives de même amplitude pour un poste local ou pour un poste lointain sans jamais saturer aucun tube du poste, donc sans distorsion appréciable.

#### QUEL TUBE UTILISER ?

*En amplificatrice HF* : Une penthode à pente fixe si le signal est toujours faible ; mais, comme on peut désirer recevoir une émission locale qu'il faut réduire plutôt qu'amplifier avant le changement de fréquence, une penthode à pente variable sera préférable.

*En oscillatrice* : Pour fournir la fréquence locale d'un changeur de fréquence : une triode, car il est nécessaire de créer des oscillations d'une amplitude suffisante, allant jusqu'à 15 V. Le recul de grille d'une penthode serait insuffisant. Il existe des tubes contenant dans la même ampoule l'amplificatrice HF et l'oscillatrice. Ce sont les heptodes, octodes, pentagrid et triodes-hexodes dont il sera question plus loin.

*En amplificatrice MF* : Une penthode à pente variable.

*En détectrice* : Une penthode à pente fixe (détection par la grille ou par la plaque) ou une diode (voir plus loin).

*En 1<sup>er</sup> étage d'amplification basse fréquence* : une triode ou une penthode à pente fixe, le signal après détection étant toujours faible (1 V. à 1,5 V.).

*En amplificatrice basse fréquence, étage de sortie* : une triode de puissance ou une penthode de puissance (voir plus loin).

Nous pouvons arrêter ici, momentanément, les développements relatifs aux tubes électroniques, et reprendre l'étude du changeur de fréquence en l'améliorant et en le modernisant.

Au fur et à mesure des besoins, nous étudierons les tubes spéciaux pour le changement de fréquence, pour la détection, pour l'amplification de puissance, etc.

## CHAPITRE III

# PERFECTIONNEMENTS APPORTÉS PETIT A PETIT AU CHANGEUR DE FRÉQUENCE DE 1925

Le récepteur décrit dans le tome I, page 150, fig. 182, a évidemment subi des modifications et des améliorations nombreuses. Il s'est transformé, mais le principe fondamental est resté le même.

Les principaux perfectionnements qu'on lui a apporté sont :

l'utilisation de tubes spéciaux pour le changement de fréquence ;  
la détection diode ;

le contrôle automatique de la sensibilité ;

l'accord visuel ;

la monocommande et la lecture directe en noms de stations ;

l'amplification puissante ;

l'amélioration de la fidélité en basse fréquence ;

la généralisation de l'emploi des ondes courtes.

Nous étudierons successivement divers montages et fragments de montages en y amenant petit à petit les derniers progrès de la technique et en exposant chaque fois, au fur et à mesure des besoins, la théorie de chacun des perfectionnements.

### Les lampes multiples

On pouvait évidemment penser à mettre les deux lampes dans la même ampoule, mais ceci n'eut guère présenté d'avantage. Des couplages statiques auraient pu nuire à la stabilité du système.

Si les constructeurs ont créé une lampe multiple réalisant le changement de fréquence, c'est parce qu'ils ont imaginé un autre mode de couplage.

En effet, les couplages inductif, ohmique et statique présentent un inconvénient. Une modification de la capacité du condensateur d'accord entraîne une variation de la fréquence de l'oscillateur et réciproquement. *Le couplage électronique* rend les deux circuits, accord et hétérodyne, indépendants.

Comment peut-on constituer un tube unique changeur de fré-

quence assurant un couplage exclusivement électronique entre le circuit d'accord et le circuit d'oscillation ?

Le tube représenté par la figure 39 montre une cathode commune dont le flux électronique alimente une triode dans sa partie inférieure, une penthode dans sa partie supérieure. Cette lampe conviendrait uniquement pour exécuter un montage par couplage ohmique des cathodes (la cathode étant commune). Mais si nous prolongeons vers le haut la grille de la triode de façon qu'elle se place entre la cathode et la grille de commande du tube penthode (fig. 40), la conductibilité de l'espace cathode-plaque de la penthode sera influencée par l'action des deux grilles : la grille oscillatrice fera varier l'intensité du courant à la fréquence locale, la grille de commande, à la fréquence incidente.

Mais, contrairement à ce qui se passe dans la simple bigrille, le courant de l'oscillatrice et le courant de l'amplificatrice ne sont pas mélangés dans le tube.

Ce tube présenterait un défaut capital. Il existe une capacité entre la grille oscillatrice et la grille de commande et une capacité entre la plaque oscillatrice et la grille de commande, bref des capacités entre les deux tubes. Il y a donc couplage statique entre le circuit d'accord et le circuit d'hétérodyne.

Pour séparer ces deux circuits, un écran supplémentaire est nécessaire (fig. 41). Le schéma ci-contre représente un tel tube.

Nous y trouvons les éléments suivants :

- K : Une cathode commune.
- $g_1$  : Grille oscillatrice de la triode.
- $g_2$  : Dénommée à tort deuxième grille. C'est la plaque de l'oscilla-

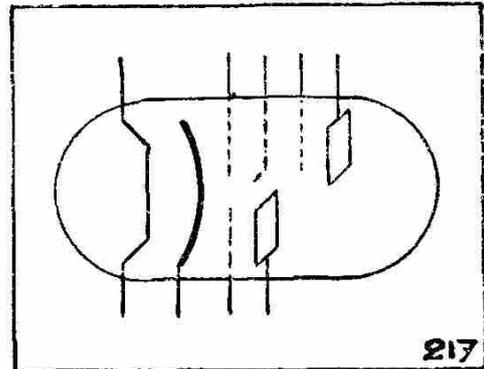


Fig. 39.

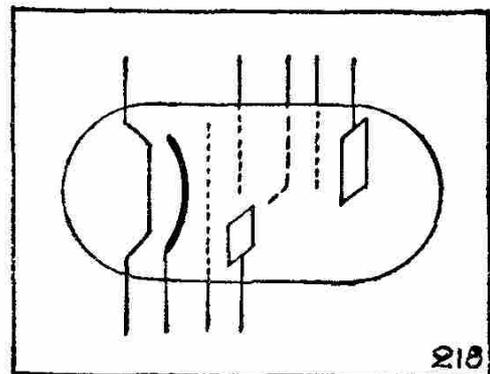


Fig. 40.

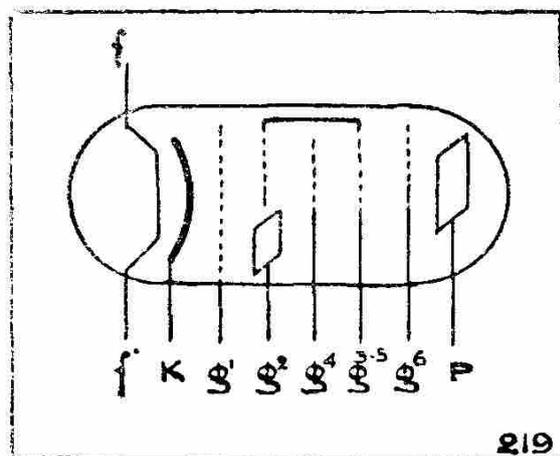


Fig. 41.

trice (triode) qui reçoit des électrons de la cathode et est alimentée par une tension positive dont la valeur optimum est donnée par le constructeur. Cette électrode est en dehors du flux électronique qui traverse la penthode et n'a aucun effet direct sur lui.

$g_3$  : Premier écran sépare statiquement la triode de la penthode et est porté à une tension positive déterminée par le constructeur. Cette électrode est toujours réunie, à l'intérieur même de l'ampoule, à  $g_5$  et est évidemment à la même tension qu'elle.

$g_4$  : Est la grille de commande, celle sur laquelle est appliqué le signal de l'onde à recevoir *f. i.* Elle est polarisée négativement. Elle est à pas variable, de telle sorte que cette partie du tube est à pente variable.

$g_5$  : Correspond exactement à l'écran d'une penthode. Elle est réunie à  $g_3$  à l'intérieur même de l'ampoule. Tension positive donnée par le constructeur.

$g_6$  : Correspond exactement à la grille de suppression d'une penthode. Souvent, elle est réunie à la cathode à l'intérieur de l'ampoule.

P : Est la plaque de la penthode.

La lampe décrite ci-dessus a 8 électrodes : une cathode, 6 grilles et une plaque. C'est donc une octode.

#### FONCTIONNEMENT ET UTILISATION DE L'OCTODE

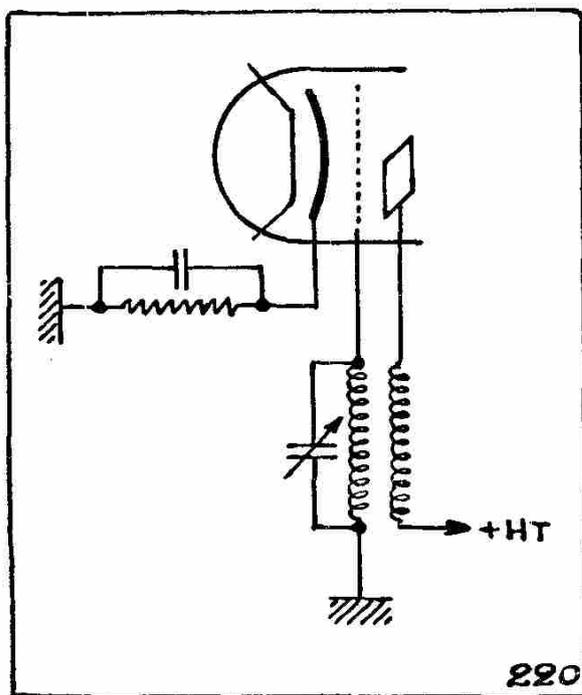


Fig. 42.

On distingue tout d'abord la partie triode, ou partie oscillatrice du tube.

On montera donc un circuit oscillant dans la grille, et une bobine couplée au circuit oscillant dans la plaque, comme l'indique la figure 42. Le fonctionnement d'un tel système d'entretien des oscillations a été exposé dans le tome I, page 77. Cependant, nous savons que le potentiel moyen de  $g_1$  doit être le même que celui de la cathode. Or, cette cathode devra être polarisée positivement pour que la grille de commande soit négative.

La solution sera la suivante (fig. 43) :

$g_1$  est réunie à la cathode par l'intermédiaire d'une résistance de

50 000 ohms habituellement. Le potentiel moyen de  $g_1$  en dehors des oscillations est donc légèrement inférieur à celui de la cathode, quelle que soit la polarisation positive de celle-ci.

Les oscillations sont transmises à la grille par l'intermédiaire du condensateur C, car la charge alternative de l'armature  $a$  du condensateur entraîne l'apparition d'un courant dans la résistance R.

Ce courant peut se fermer unilatéralement sur l'espace grille-cathode. Donc, chaque fois que R sera le siège d'un courant dans le sens  $R \rightarrow$  grille, ce courant passera de la grille à la cathode et l'extrémité de R, côté grille, sera négative par rapport à l'autre. La grille sera donc à un potentiel passant de zéro à une tension négative.

Or, avec de bons circuits et un bon tube, on constate dans R le passage d'un courant de 0,3 mA ; la résistance étant de 50 000 ohms, l'amplitude des oscillations transmises à la grille sera donc de  $50\,000 \times 0,0003 = 15$  volts.

Examinons maintenant la partie supérieure de la grille, celle donc qui n'est pas en face de  $g_2$  (plaque oscillatrice), mais bien en face de  $g_3$  et des éléments penthodes.

Les électrons quittent la cathode et franchissent la grille, mais l'intensité du flux d'électrons est freinée périodiquement à la fréquence locale du système oscillateur.

Les électrons sont alors accélérés par  $g_3$  qui est à un potentiel de + 100 V. environ. On peut donc considérer que la partie penthode, c'est-à-dire  $g_4, g_5, g_6, P$  reçoit des électrons de cette cathode virtuelle qui se trouverait entre  $g_3$  et  $g_4$ . Mais le flux électronique de cette cathode virtuelle n'est pas uniforme comme celui d'une cathode ordinaire. Il est modulé, il est haché à la fréquence locale.

Le courant qui traverse la penthode, en dehors de tout signal incident, sera donc variable à la fréquence locale. S'il y a une onde

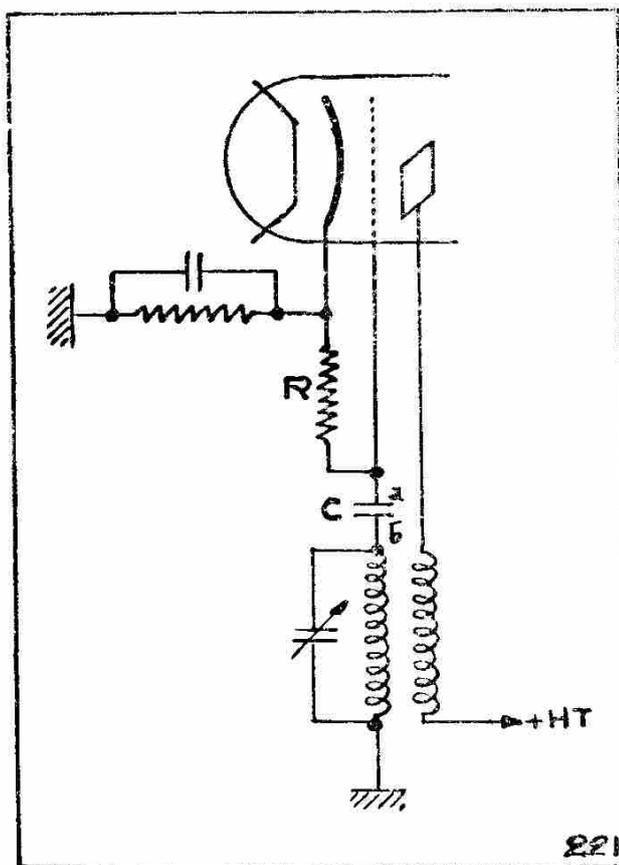


Fig. 43.

incidente, qui transmet une variation de potentiel à la grille de commande  $g_4$ , la conductance de l'espace plaque-cathode virtuelle variera à la fréquence incidente ; donc, le courant sera variable, lui aussi, à la fréquence incidente. En fin de compte, l'espace plaque-cathode sera le siège d'un courant variable que l'on peut décomposer comme suit :

Un courant continu.

Une composante alternative à la fréquence locale.

Une composante alternative à la fréquence incidente.

Une composante alternative dont la fréquence est  $f.l. - f.i.$  ou  $f.i. - f.l.$  suivant que  $f.l.$  est plus grand ou plus petit que  $f.i.$

Si l'on fait en sorte que ce courant complexe traverse un circuit accordé sur la fréquence intermédiaire, nous trouverons aux bornes de ce circuit une différence de potentiel alternative à cette MF, car ce circuit présente une impédance considérable (100 000 à 150 000 ohms) pour cette fréquence, alors que cette impédance est réduite à la seule résistance ohmique pour  $f.i.$ ,  $f.l.$  et le courant continu.

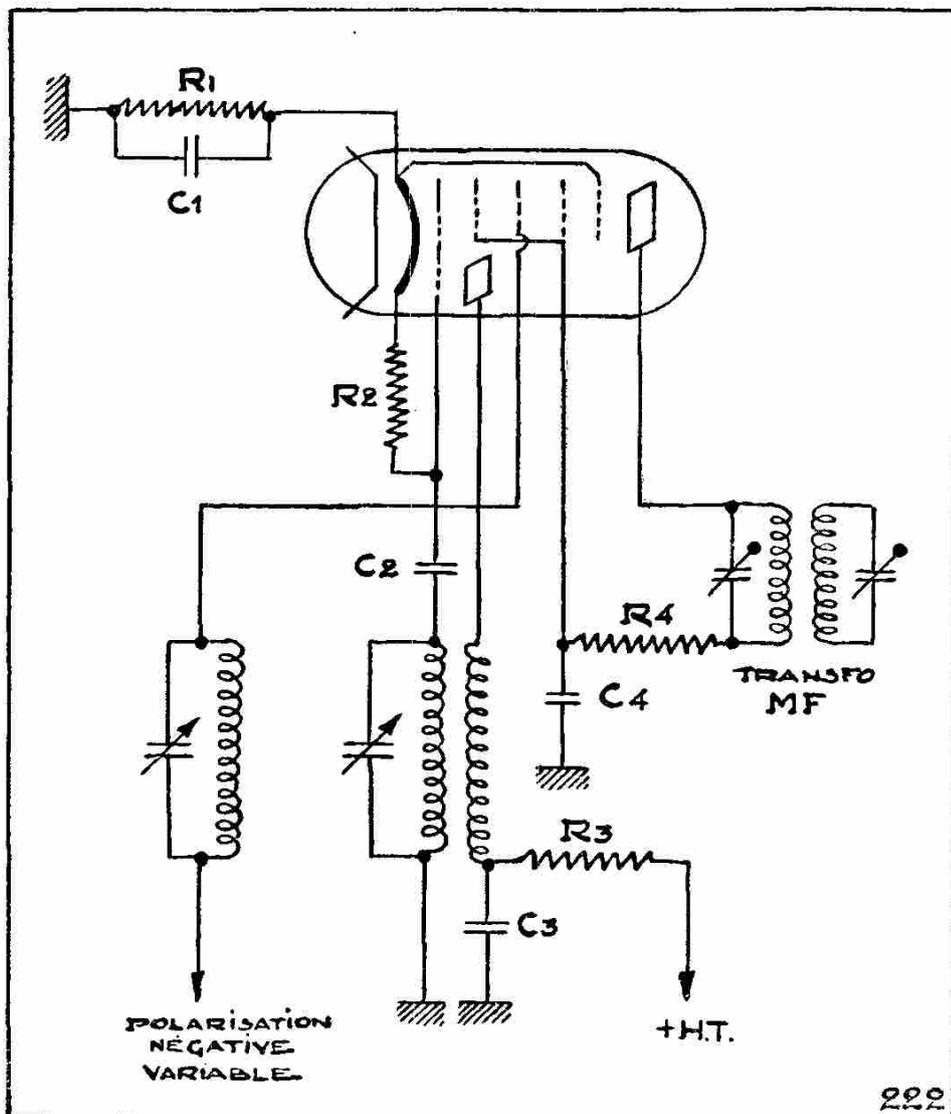


Fig. 44.

Dans une octode, la grille de commande est construite de façon que la penthode est à pente variable.

On pourra donc, en faisant varier la polarisation négative de  $g_4$ , utiliser l'une ou l'autre partie de la caractéristique courbe de la penthode et faire varier en même temps la résistance interne, la pente et par suite le gain de la lampe. Cette polarisation peut être commandée automatiquement (voir pages 81 et suivantes).

Dans une octode, on considère la *pente de conversion*, qui n'est autre que le rapport entre une variation d'intensité du courant à la MF, à la tension du signal  $f. i$ .

Voici le schéma complet d'une utilisation rationnelle d'une octode (fig. 44).

$R_1$  est la résistance de cathode qui fixe la polarisation minimum de  $g_4$ .

$C_1$  est le condensateur de découplage d'une valeur de 0,1 mfd.

$R_2$  est la résistance de grille,  $g_1$ , de 50 000 ohms.

$C_2$  est le condensateur de grille,  $g_1$ , de 0,1/1000.

$R_3$  est une résistance qui produit la chute de tension nécessaire pour amener  $g_2$  à la tension recommandée par le constructeur.

$C_3$  de 0,1 mfd assure le découplage de  $R_3$ .

$R_4$  est la résistance nécessaire à la fixation du potentiel des écrans  $g_3$  et  $g_5$  à la tension recommandée par le constructeur.

$C_4$  assure le découplage de  $R_4$ .

Voici quelques valeurs recommandées par les constructeurs :

	EK <sub>2</sub>	AK <sub>2</sub>
$R_1$	550 ohms.	300 ohms.
$R_2$	50 000 ohms.	50 000 ohms.
$R_3$	20 000 ohms.	( à remplacer par 3 résistances en série (fig. 45). )
$R_4$	18 000 ohms.	
Tension sur $g_2$	200 volts.	90 volts.
Tension sur $g_3, g_5$	50 volts.	70 volts.
Tension plaque	250 volts.	250 volts.

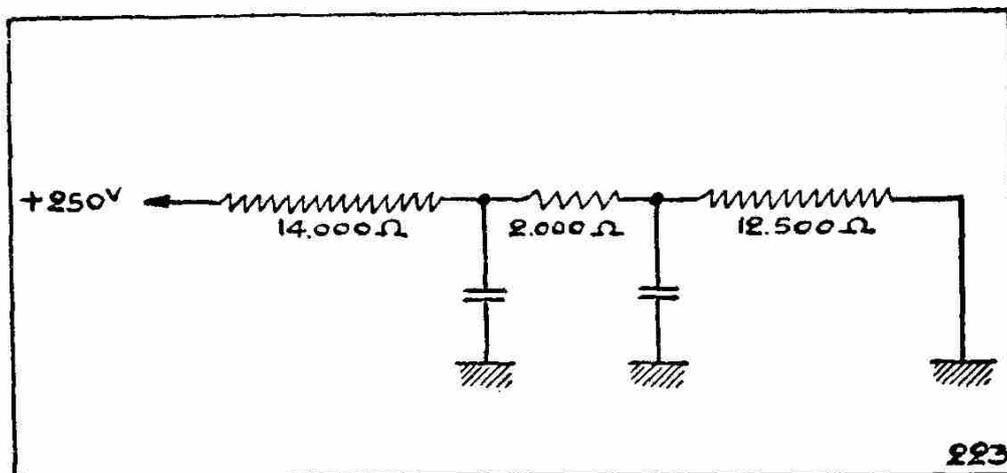


Fig. 45.

Il existe aussi d'autres lampes : l'heptode, la pentagrid, etc., dont le fonctionnement reste fort semblable à celui de l'octode. Ces lampes n'ont pas de grille de suppression.

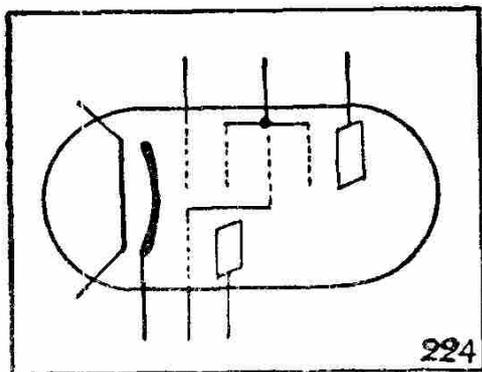


Fig. 46.

Dès 1935, on vit sur le marché la triode-hexode, X 41 (fig. 46). La principale différence est que la première grille est la grille de commande et que la grille oscillatrice se prolonge entre les deux écrans et « injecte » à cet endroit la fréquence locale. Elle est alors appelée *grille d'injection*. Pour monter tous ces types de tubes, il faut toujours s'en tenir aux indications du constructeur, qui donne toujours les meilleures valeurs à utiliser pour un rendement optimum.

### La détection

Nous savons qu'une onde modulée est une onde entretenue dont l'amplitude est variable proportionnellement aux variations d'une onde acoustique.

On pourrait dire que l'enveloppe de l'onde modulée est semblable à l'onde acoustique.

#### *Profondeur de modulation.*

Pour une onde porteuse d'amplitude déterminée, l'onde acoustique peut avoir une très petite ou une très grande amplitude. On pourrait dire qu'elle peut se graver plus ou moins profondément dans l'onde porteuse (fig. 47).

$A$  est l'amplitude moyenne de l'onde entretenue.

$a$  est l'amplitude de l'onde acoustique.

$a/A$  est la profondeur de modulation qui se mesure en %.

Une profondeur de modulation trop faible donne une audition qui favorise trop les bruits de fond : souffle, parasites, etc.

Une profondeur de modulation trop grande fait apparaître des déformations au moment des « forte ».

La notion de la profondeur de modulation est nécessaire à la compréhension de la détection.

#### *Qu'est-ce que détecter ?*

Détecter, c'est séparer l'onde acoustique de l'onde porteuse.

#### *Comment procéder ?*

Il suffit de supprimer l'une des alternances de l'onde modulée

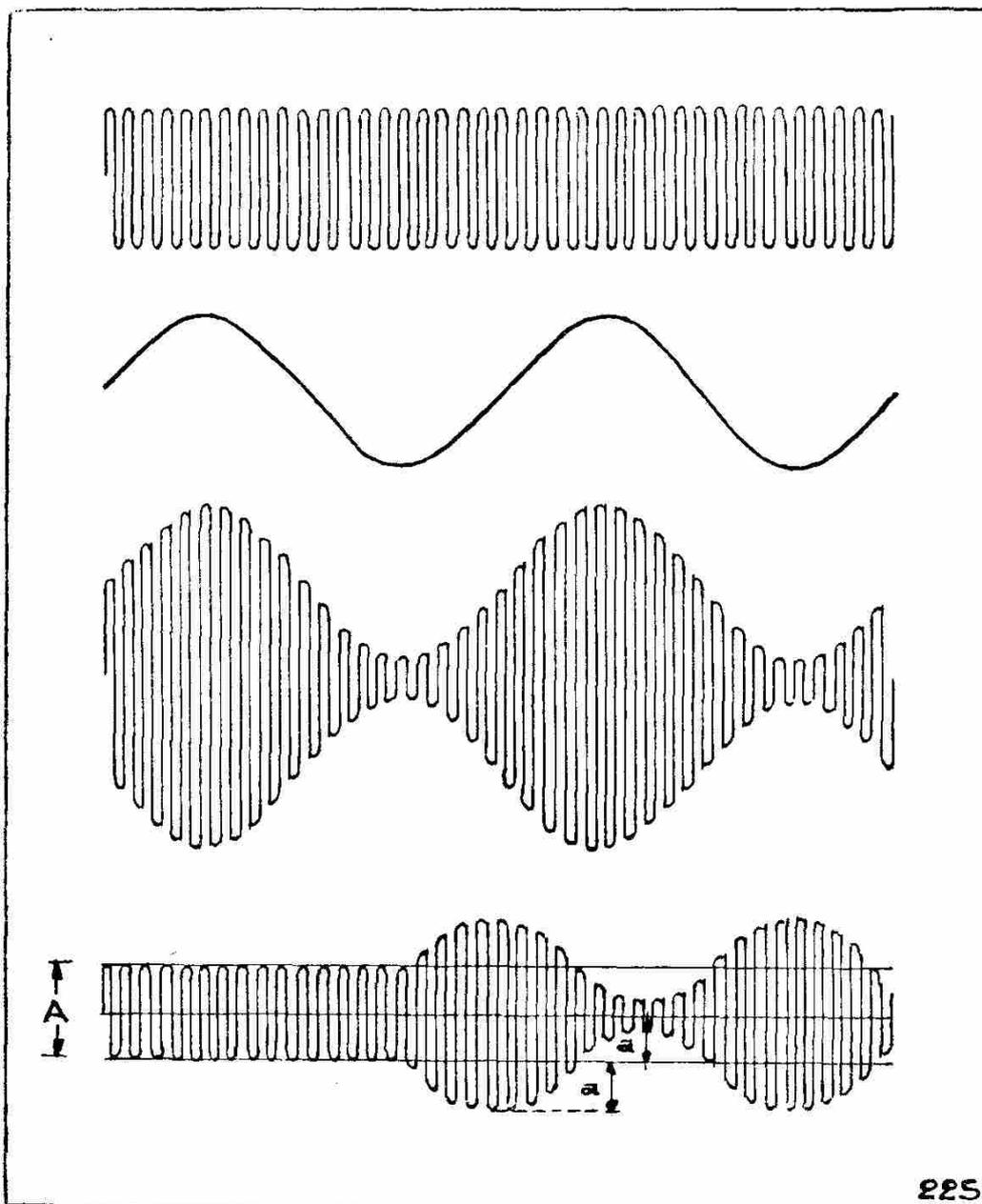


Fig. 47.

et de recueillir la tension moyenne du courant pulsatoire.

Pour cela, il faut appliquer, aux bornes d'un redresseur, la tension alternative modulée. Le redresseur se charge de supprimer une alternance. Un redresseur idéal donnerait pour résultat la courbe de la figure 48. Ce redresseur idéal devrait avoir les qualités suivantes :

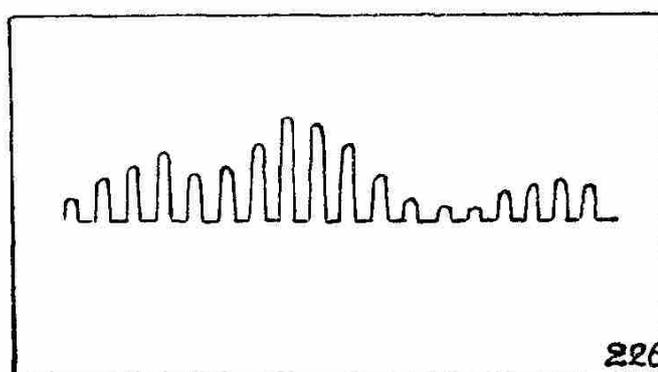


Fig. 48.

1° Présenter au passage de l'alternance négative une résistance infinie.

2° Présenter au passage de l'alternance positive une résistance

qui suive la loi d'Ohm, c'est-à-dire que le courant qui la traverse soit proportionnel à l'amplitude des alternances positives qui lui sont appliquées.

Or, les redresseurs ne suivent pas la loi d'Ohm.

### DÉTECTION QUADRATIQUE ET DÉTECTION LINÉAIRE

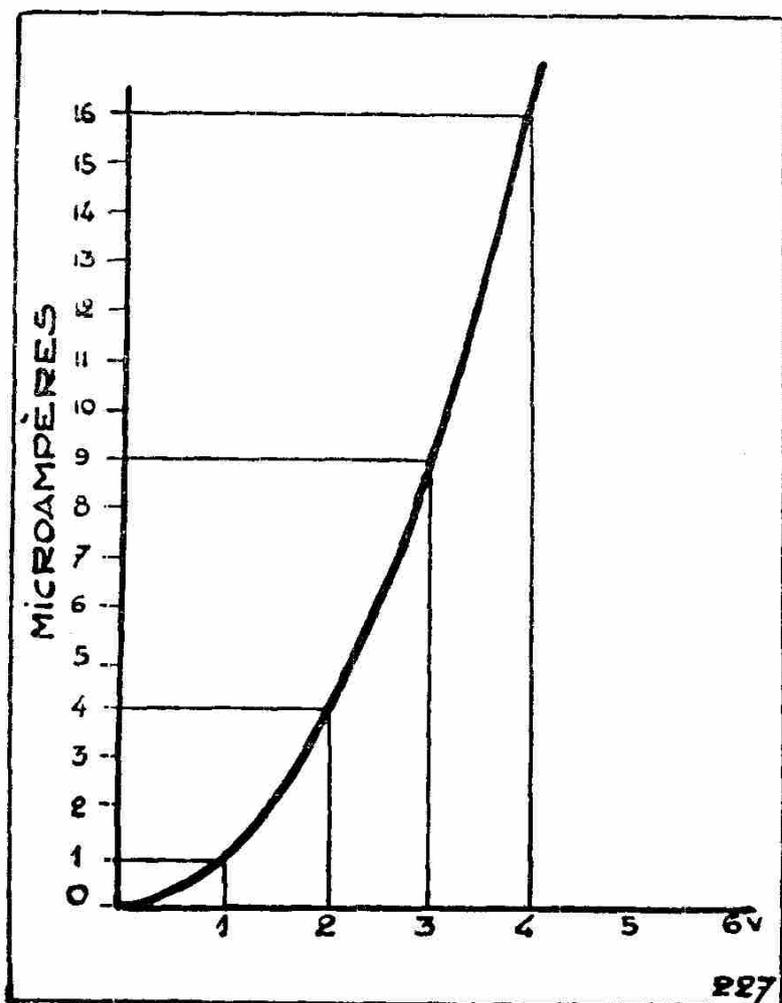


Fig. 49.

Soit C la courbe d'un redresseur (figure 49).

Cette courbe représente les variations de l'intensité pour des tensions croissantes. Cette courbe est une parabole.

Le courant varie non pas proportionnellement à la tension, mais au carré de la tension.

En effet, sur la figure, un volt de tension entraîne un microampère; 2 volts de tension 4 microampères; 3 volts de tension entraînent 9 microampères.

Si l'on désire obtenir une tension redres-

sée, il suffit d'intercaler dans le circuit une résistance importante par rapport à la résistance interne du redresseur (fig. 50).

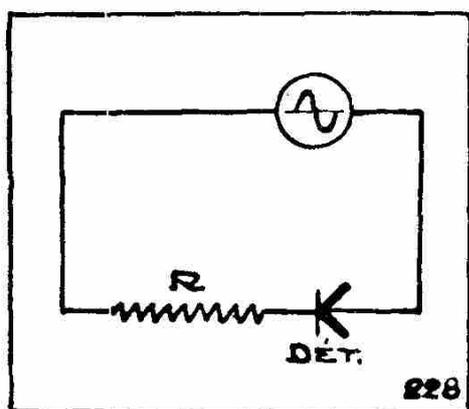


Fig. 50.

La tension développée aux bornes de la résistance sera une fraction de la tension totale; mais elle sera proportionnelle au courant qui traverse le redresseur, donc proportionnelle au carré de la tension d'entrée.

La détection suit la loi du carré, elle est dite *parabolique*, ou *quadratique*, ou *square-law*.

Il est de toute évidence qu'une telle détection amène une distorsion inad-

missible puisque la tension détectée n'est pas proportionnelle, donc pas semblable à l'enveloppe de la tension modulée que l'on applique à l'entrée.

Si la forme de la caractéristique du redresseur est une droite comme l'indique la figure 51, le courant est proportionnel à la tension d'entrée. Si ce courant traverse une résistance, la tension aux bornes de celle-ci sera proportionnelle à la tension d'entrée redressée. La détection est *linéaire*. Celle-ci est exempte de distorsion.

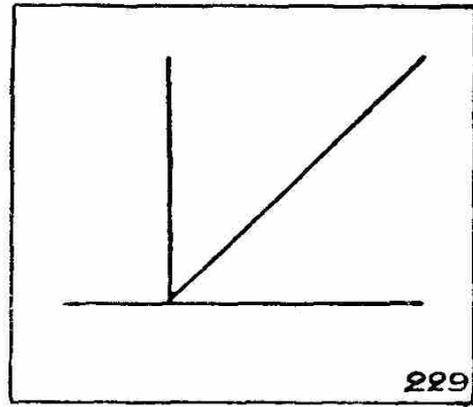


Fig. 51.

### LES DÉTECTEURS DIODES

La courbe caractéristique d'un tube diode est de la forme dessinée sur la figure 52.

On remarque une partie rectiligne et un coude inférieur.

Si l'on applique les tensions à redresser au point P, on voit immédiatement que si le signal est de faible amplitude, la détection se fera dans la partie courbe. Elle sera donc quadratique. Si le signal est fort et la profondeur de modulation de 100 %, la détection se fera dans la partie droite pour les « pianissimo » et atteindra la partie courbe pour les « forte ».

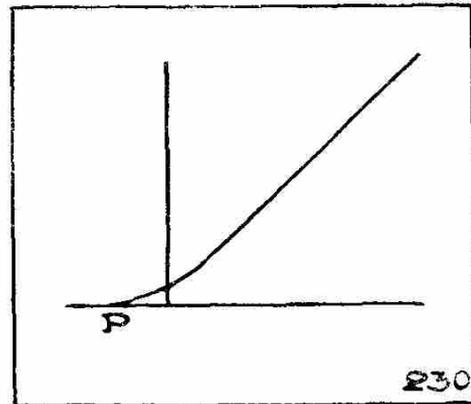


Fig. 52.

La détection sera linéaire en règle générale, mais il y aura distorsion quand la modulation atteindra 100 %.

Si le signal est fort et la profondeur de modulation très faible, la détection sera toujours linéaire, mais le rapport bruit de fond/détection sera grand.

Si le signal est fort et la profondeur de modulation de 50 % environ, la détection sera linéaire et la réception se fera avec un maximum de fidélité.

### CONCLUSIONS

1° La profondeur de modulation ne dépend pas du récepteur, mais de l'émetteur. Elle est actuellement bien proportionnée dans la plupart des postes d'émission.

2° Il faut soumettre au détecteur un fort signal. D'où nécessité d'avoir avant détection un réglage de l'amplification haute ou moyenne fréquence. Ce réglage est actuellement rendu automatique sur tous les récepteurs (voir pages 81 et suivantes).

Le réglage manuel de la puissance sonore ne peut donc se faire avant détection. En effet, dans les deux postes décrits au tome I, pages 138 et 150, pour atténuer le volume de son, on réduisait l'amplification moyenne fréquence, donc on diminuait l'amplitude du signal à détecter, d'où distorsion.

Un poste moderne doit donc avoir deux réglages de l'amplification.

L'un, en haute et moyenne fréquence, est automatique et assure la constance de l'amplitude du signal à détecter ; l'autre, en basse fréquence, contrôle le volume de son.

La figure 53 représente un détecteur diode.

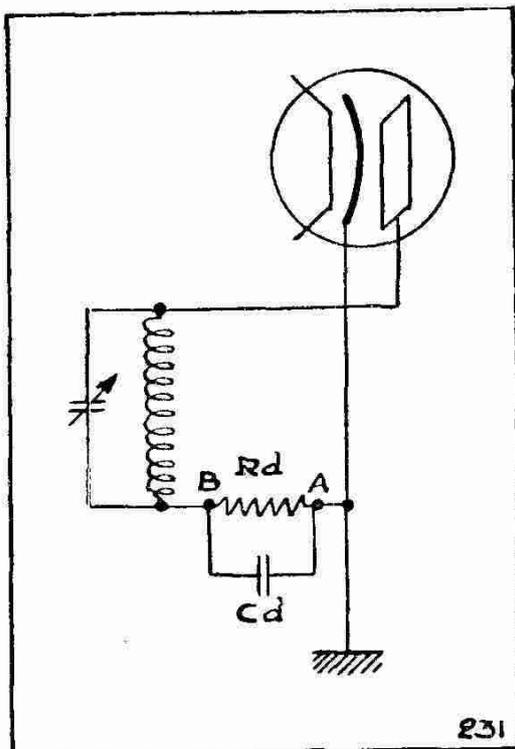


Fig. 53.

Le courant ne peut traverser l'espace plaque cathode que dans un seul sens. Les alternances positives provoquent le passage du courant dans la résistance  $R_d$  dans le sens  $A \rightarrow B$ . Le potentiel de A étant fixe, le point B est à un potentiel variable. Ce potentiel est proportionnel à la tension de l'alternance positive, sauf quand cette tension est très faible, de l'ordre de 0,3 volt. Ce potentiel est donc variable à haute fréquence. Pour obtenir la tension à fréquence acoustique, but de la détection, il ne s'agit plus que de mettre en évidence le potentiel moyen de ce potentiel variable à haute fréquence. Pour cela, un condensateur  $C_d$  se charge aux pointes,

et se décharge lors des annulations de courant, opérant exactement à la façon d'un filtre passe-bas.

#### *La résistance de détection $R_d$ .*

Pour un signal d'une amplitude déterminée, le point B est négatif, donc la plaque est aussi négative. Mais ce point B est d'autant plus négatif pour un même signal que la résistance est grande.

La résistance interne du diode est d'environ 50 000 ohms.

La résistance de détection  $R_d$  est habituellement de 500 000 ohms. Plus faible, la détection serait améliorée, c'est-à-dire qu'elle resterait linéaire pour des signaux plus faibles ou pour une plus grande profondeur de modulation ; mais amortirait le circuit oscillant au point de porter atteinte à la sélectivité. Plus forte, la détection deviendrait quadratique, car le signal atteindrait le coude de la caractéristique.

Le condensateur de détection  $C_d$  doit répondre à certaines conditions.

Il faut que sa capacitance en haute fréquence soit faible par rapport à la résistance de détection, afin d'éliminer la composante à haute fréquence.

D'autre part, il faut que sa capacitance soit grande pour les fréquences les plus élevées de la modulation.

Pour une résistance de détection de 500 000 ohms, on choisit d'ordinaire 0,1 à 0,2/1000  $\mu\text{F}$ .

La réactance d'un condensateur de 0,1/1000  $\mu\text{F}$ . pour une fréquence intermédiaire MF, de 450 Kc., est de

$$\frac{1}{10^{-10} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 45 \cdot 10^4} = 3538 \text{ ohms}$$

pour une fréquence acoustique de 4500 périodes/seconde, la réactance est de

$$\frac{1}{10^{-10} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 4500} = 353892 \text{ ohms.}$$

C'est donc entre le point B et la masse que l'on pourra recueillir la tension à fréquence acoustique à appliquer à l'amplificateur BF.

Afin de permettre le réglage du volume de son, la résistance de détection peut être remplacée par un potentiomètre de même valeur, et dont le curseur sera relié à l'entrée de l'amplificateur basse fréquence (fig. 54). On peut aussi réunir le point B au

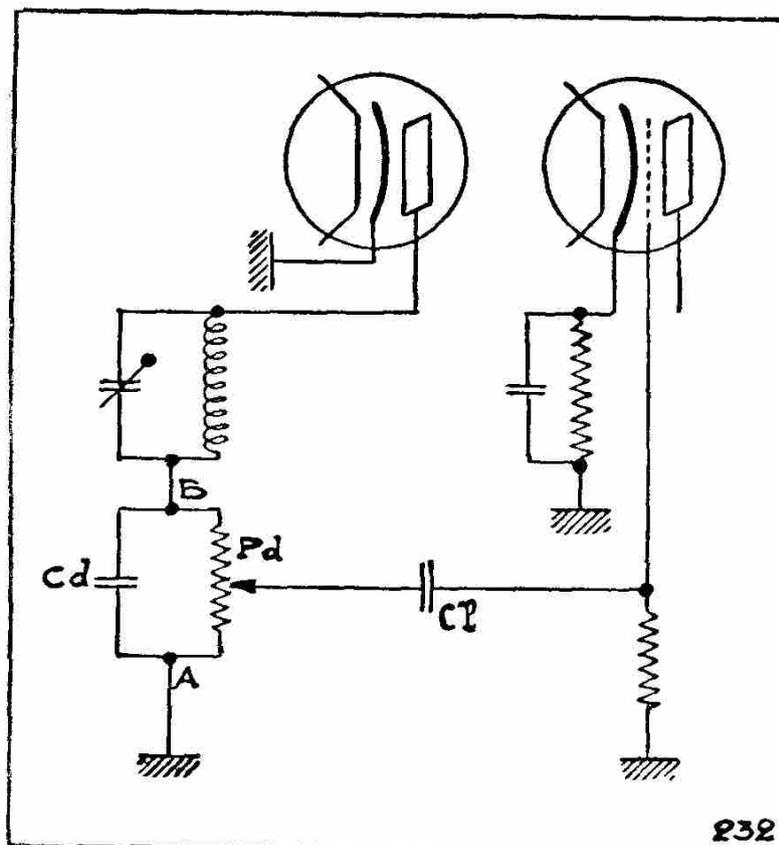


Fig. 54.

curseur d'un potentiomètre par l'intermédiaire d'un condensateur de liaison de  $10/1000 \mu\text{F}$ ., le potentiomètre servant de résistance de grille de la première amplificatrice BF (fig. 55).

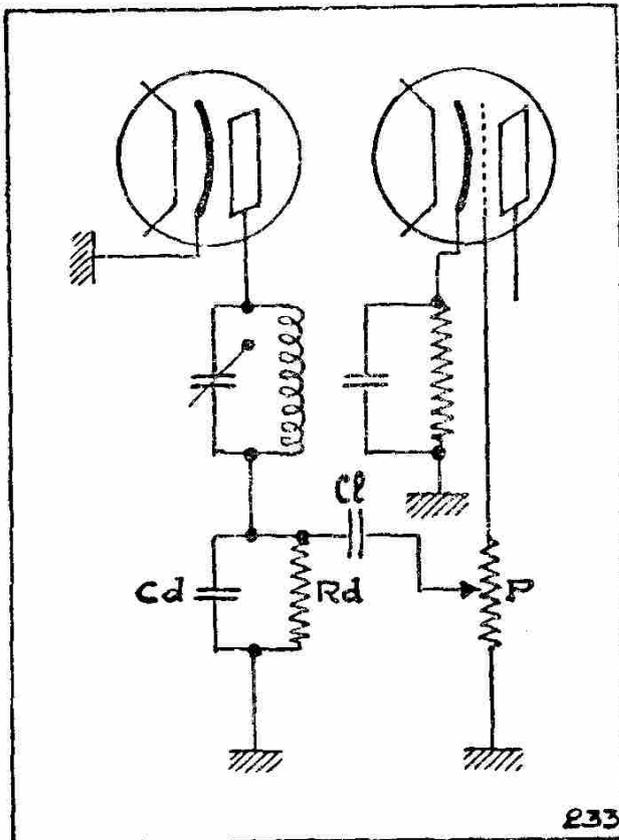


Fig. 55.

Le curseur transmet à la grille par l'intermédiaire du condensateur de liaison  $Cl$  et la résistance de grille  $Rg$  le signal BF. Le condensateur  $Cl$  doit avoir une faible impédance pour les plus basses fréquences à transmettre  $0,1 \mu\text{F}$ .  $Rg$  a habituellement  $500\,000$  ohms.

$Rk$  fixe le potentiel positif de la cathode pour que la partie amplificatrice de la lampe travaille dans la partie droite de sa caractéristique.

Elle varie donc suivant la lampe utilisée et se calcule aisément. Elle est d'ailleurs indiquée par le constructeur.  $Ck$  est un condensateur de découplage de  $10$  à  $40 \mu\text{F}$ . qui doit présenter une capacitance aussi faible que possible pour les fréquences acoustiques les plus basses à transmettre.

de grille de la première amplificatrice BF (fig. 55).

### LA DÉTECTION PAR TUBE DIODE-TRIODE ET DIODE-PENTHODE

Le détecteur diode et la première amplificatrice triode ou penthode peuvent être réunis dans la même ampoule et posséder une cathode unique.

Le schéma (fig. 56) indique le montage d'un tel tube.

$Pd$  et  $Cd$  sont le potentiomètre et le condensateur de détection de  $500\,000$  ohms et de  $0,1/1000 \mu\text{F}$ .

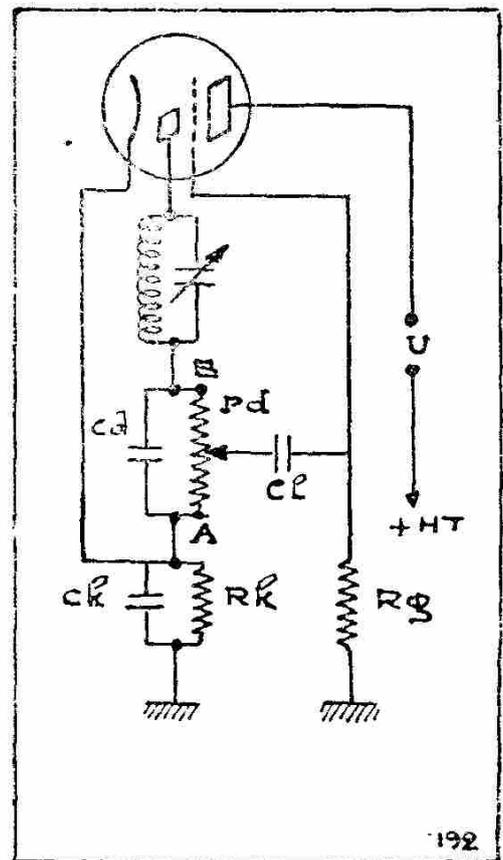


Fig. 56.

## L'ANCIENNE DÉTECTION GRILLE PAR CONDENSATEUR SHUNTÉ

Le schéma de la figure 57 représente un tube triode monté en détecteur par condensateur shunté. On dit aussi détecteur par la caractéristique grille. En identifiant la grille et la cathode de ce tube à la plaque et à la cathode d'un tube diode, les deux systèmes sont identiques.

Mais les variations de la tension détectée sont appliquées par la grille entre plaque et cathode.

La lampe travaille donc à la fois en détectrice et en amplificatrice. Mais les conditions de travail en amplificatrice sont déplorable. En effet, au repos, la tension grille est très légèrement négative. On ne peut donc appliquer une tension plaque élevée ; 60 volts au maximum. Dans ces conditions, le recul de grille est peu important et, pour que l'amplification soit correcte, on ne peut soumettre à la grille que des tensions de faible amplitude.

Mais nous savons qu'un signal faible entraîne une détection quadratique ; donc, distorsion à la détection.

Si le signal est fort, la détection sera meilleure, mais la grille deviendra plus négative, et comme le recul de grille est faible, l'amplification se fera dans la partie courbe de la caractéristique plaque, entraînant ainsi de la distorsion.

On tourne donc dans un cercle vicieux.

Cette détection est totalement abandonnée pour la réception radiophonique. De plus, ce système ne permet pas le réglage du volume de son immédiatement après la détection.

### Contrôle automatique de la sensibilité

Au cours des chapitres précédents, depuis que nous avons expliqué les lampes à pente variable, nous avons, déjà maintes fois, fait allusion à ce que le réglage des amplificatrices haute et moyenne fréquence, ainsi que des changeuses de fréquence, octode ou autres, pouvait être rendu automatique, dans le but de soumettre au détecteur une tension constante, quelle que soit la tension du signal d'entrée.

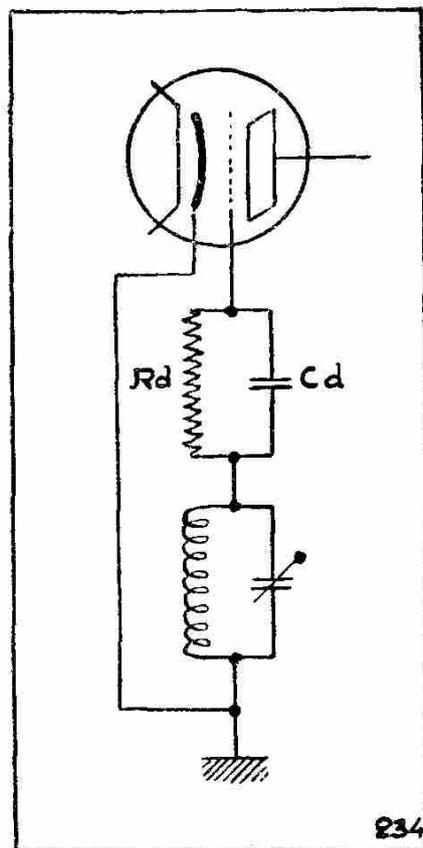


Fig. 57.

Le signal d'entrée peut, en effet, varier dans le rapport de 100 000 à 1, suivant la puissance ou l'éloignement de l'émetteur. Nous avons vu page 67 que le gain d'une lampe à pente variable pouvait varier dans la proportion de 1 à 850 suivant la polarisation de la grille. Deux lampes en cascade peuvent donc donner un gain de  $1 \text{ à } 850 \times 850 = 722\,500$ , ce qui est plus que suffisant pour amener au détecteur des tensions égales, quel que soit le signal d'entrée.

Une variation du potentiel négatif de la grille fait travailler la lampe sur une partie plus ou moins inclinée de sa caractéristique plaque, entraînant ainsi une variation de la sensibilité du récepteur.

Le but du contrôle automatique de la sensibilité C. A. S. est précisément de rendre automatique la variation du potentiel négatif de la grille, donc de faire en sorte que le récepteur soit d'autant plus sensible que le signal d'entrée est moins important.

Un poste muni du C. A. S. ou de la *régulation* est dit à *sensibilité asservie*.

On dit parfois : *contrôle automatique du volume sonore*. C'est une erreur, car le contrôle du volume doit être manuel et non automatique, et doit se faire après détection.

Le *régulateur* est le système qui produit la régulation.

### Régulation simple

Reprenons le schéma du détecteur diode étudié au chapitre de la

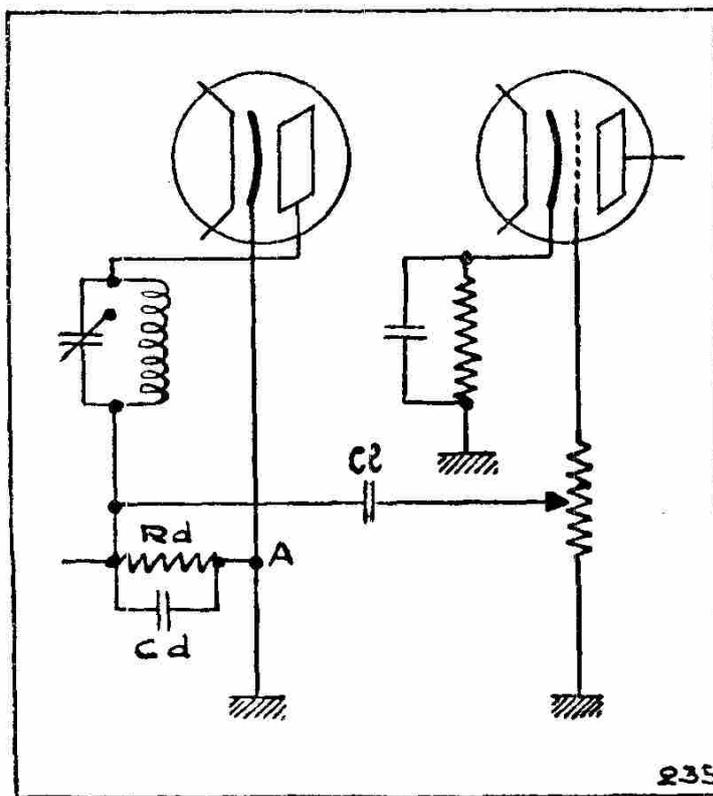


Fig. 58.

détection et souvenons-nous que le diode supprime une des deux alternances qui lui sont soumises par le dernier circuit accordé. Ce courant redressé, mais pulsatoire à haute fréquence, traverse la résistance de détection (500 000 ohms) et y crée une différence de potentiel négative, mais variable à haute fréquence (fig. 58).

Le condensateur  $C_d$  intègre ces pulsations à haute fréquence et fait apparaître la compo-

sante à fréquence acoustique. En conséquence, le point A est au potentiel masse ; le point B est négatif. (Le point B est situé à l'extrémité gauche de  $Rd$ .)

Le potentiel du point B mérite d'être analysé plus en détail.

1° En dehors de tout signal, un très petit nombre d'électrons issus de la cathode atteignent la plaque du diode. Donc, un très faible courant circule dans le sens plaque  $\rightarrow$  cathode  $\rightarrow A \rightarrow B \rightarrow$  Circuit oscillant  $\rightarrow$  plaque.

Le point B est donc très légèrement négatif par rapport à A.

2° En présence d'un signal faible, l'intensité qui traverse  $Rd$  augmente légèrement. La chute de potentiel à ses bornes sera aussi légèrement augmentée. Le potentiel moyen de B sera donc un peu plus négatif.

3° En présence d'un signal fort, l'intensité du courant qui traverse  $Rd$  sera beaucoup plus considérable. La différence de potentiel à ses bornes augmentera dans les mêmes proportions.

Le potentiel moyen de B sera donc beaucoup plus négatif que dans les deux cas précédents.

Dans l'analyse des trois cas présentés ci-dessus, il est question du *potentiel moyen* de B. Nous savons que ce potentiel est variable et qu'il doit en être ainsi, car c'est au point B que l'on prend la tension téléphonique à amplifier.

En résumé, le point B subit deux variations de potentiel :

1° L'une est proportionnelle à l'amplitude moyenne du signal à HF, et donne au point B une tension négative.

2° L'autre est proportionnelle à l'amplitude de la modulation et donne au point B un potentiel variable à la fréquence acoustique. Ce potentiel varie donc autour de la tension négative du 1°.

Comment peut-on, pratiquement, séparer ces deux tensions ?

Tout simplement au moyen d'un filtre (fig. 59). Au point B est connectée une résistance de 500 000 ou 1 000 000 d'ohms, à travers laquelle on charge un condensateur de 0,1  $\mu$ F.

Ce condensateur, de capacité relativement grande, se charge aux pointes et se décharge aux minima, de sorte que l'on trouve au point C le potentiel moyen de B. Le point C jouit donc d'une propriété intéressante :

En l'absence de signal, son potentiel est à peine inférieur à celui

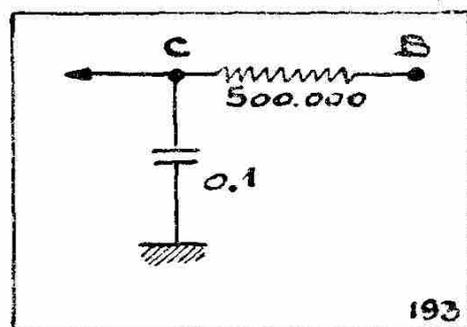


Fig. 59.

de la masse. Mais, si l'on applique une tension HF ou MF au détecteur, tension modulée ou non, le potentiel de C s'abaisse proportionnellement au potentiel moyen de la tension redressée. Ainsi, pour

un signal HF faible, le potentiel s'abaisse un peu ; pour un signal de plus en plus fort, il s'abaisse de plus en plus, quelle que soit la modulation.

Cette propriété du point C est utilisée dans le schéma de la figure 60. Celui-ci représente une amplificatrice MF à pente variable précédant une détectrice diode.

On remarque aisément tous les éléments déjà connus.

Une seule chose est neuve : le retour de grille du

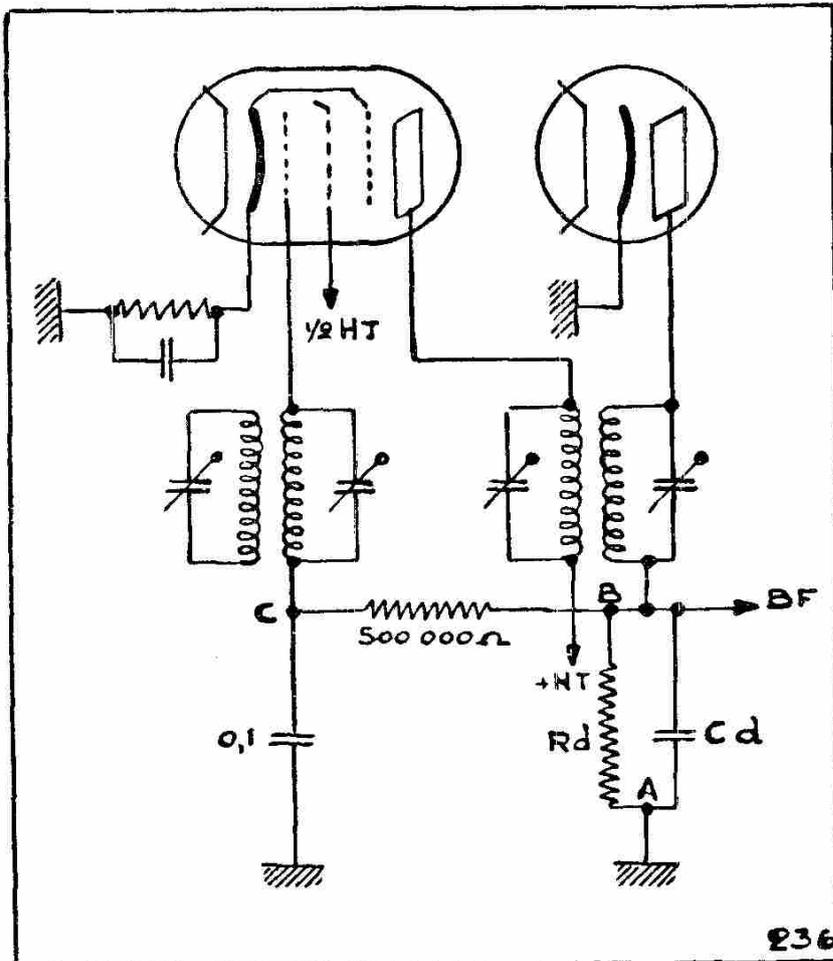


Fig. 60.

tube MF qui jusqu'ici s'est toujours fait à la masse, se fait au point C.

Quelle est l'utilité de cette modification ?

Examinons les trois cas repris plus haut (fig. 61).

1° Pas de signal au détecteur.

Le point C est légèrement négatif et la résistance de cathode  $R_k$  du tube MF est calculée de façon que la cathode soit légèrement positive, 1,5 volt environ. Le point de travail de la lampe est alors situé sur la courbe à l'endroit où la pente est très forte.

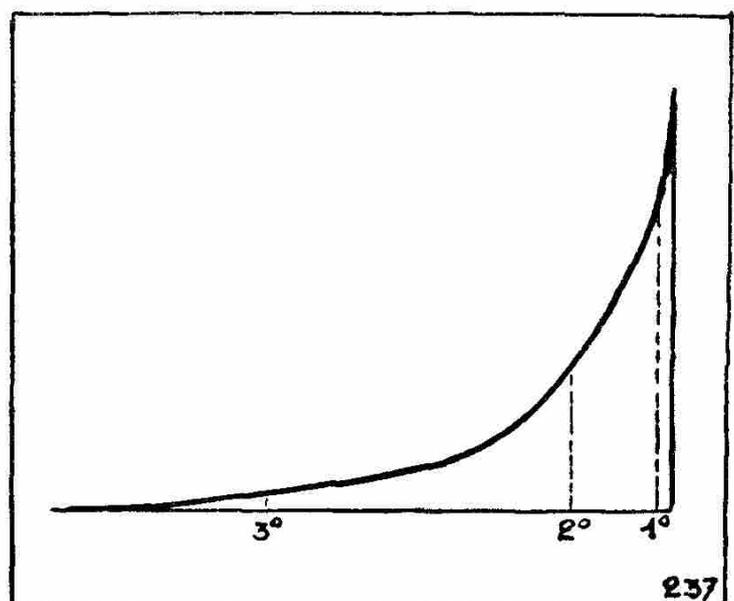


Fig. 61.

### 2° *Signal faible sur le détecteur.*

La grille qui est au potentiel de C devient un peu plus négative ; la pente de la lampe diminue, le gain diminue dans les mêmes proportions.

### 3° *Signal fort sur le détecteur.*

La grille dont le potentiel moyen est celui de C devient très négative et fait travailler la lampe dans un endroit de la caractéristique où la pente est très faible. Le gain est donc considérablement réduit, ainsi que la sensibilité du récepteur.

En conséquence, à un signal faible correspond une forte amplification ; à un signal fort correspond une faible amplification.

La sensibilité du poste est donc réellement asservie.

## ANTIFADING

Nous n'entrerons pas ici dans la théorie du fading (évanouissement) dont les auditeurs de radio ont eu tant à se plaindre jusqu'à présent.

Sachons seulement que si le volume de son issu du haut-parleur diminue jusqu'à parfois disparaître, c'est que l'onde porteuse diminue, elle aussi, d'amplitude dans les mêmes proportions.

Il est compréhensible que, si notre poste est à sensibilité asservie, dès que l'amplitude des oscillations soumises à la détectrice diminue, l'amplification de toutes les lampes asservies augmente et l'équilibre se rétablit automatiquement pour autant que le récepteur ait une sensibilité suffisante pour recevoir l'onde porteuse de l'émetteur au moment où le fading se manifeste le plus profondément.

La conclusion logique est celle-ci : qu'il ne suffit pas qu'un poste ait un contrôle automatique de la sensibilité pour être antifading, il faut, en plus, qu'il soit très sensible.

La propriété, pour un récepteur, d'être antifading, n'est qu'un corollaire du fait qu'il est à sensibilité asservie. Nous savons, après le chapitre de la détection, que le C. A. S. a une importance capitale pour la régularité de la détection. Nous verrons, par la suite, l'importance du C. A. S. au point de vue du réglage.

### LA RÉGULATION PAR DIODE-TRIODE OU PAR DIODE-PENTHODE

Le système détecteur-amplificateur BF est le même que celui de la figure 56.

D'autre part, ce schéma est le même que celui de la figure 60, sauf que la diode est remplacée par une diode-triode. Ce montage comporte donc, en plus, une résistance de polarisation de la triode  $R_k$

et son condensateur de découplage  $C_k$ , un condensateur de liaison  $C_l$  et un potentiomètre  $P_d$ , puis une résistance  $R_g$  placée entre grille et masse (fig. 62).

La cathode du tube est donc polarisée de façon correcte pour que la lampe travaille en amplificatrice.

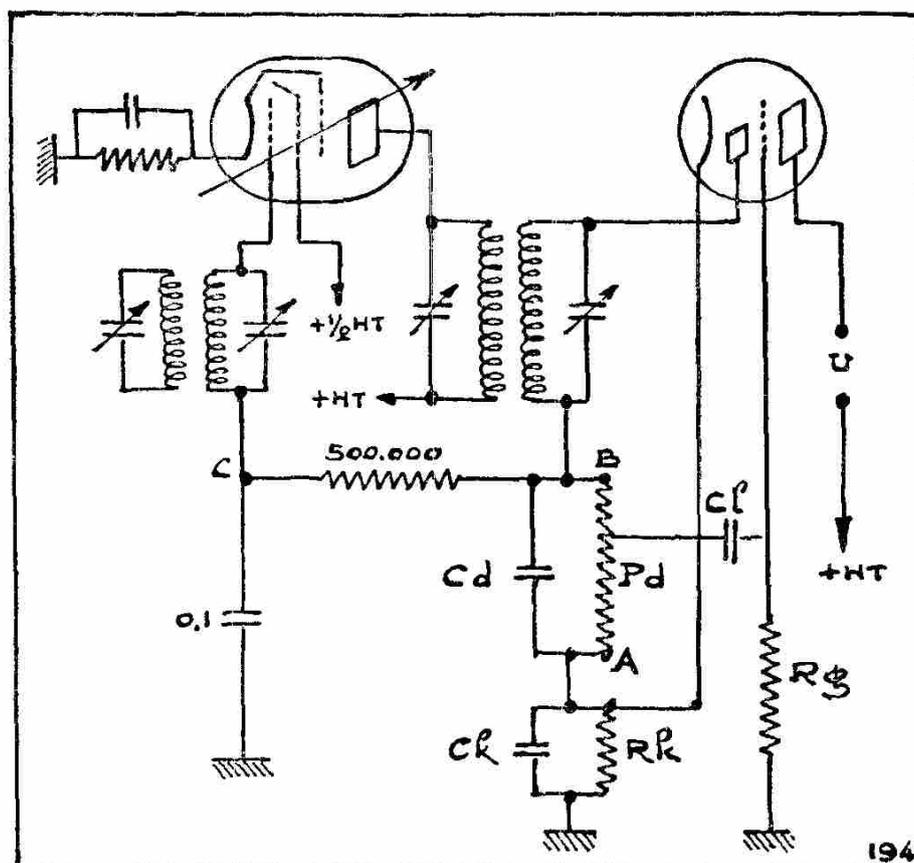


Fig. 62.

Le point A n'est donc pas au potentiel masse mais est positif.

La tension doit être choisie suivant les indications du constructeur du tube.

Ainsi :	EBC 3	$R_c = 1100$ ohms	potentiel de A = + 5,5 V.
	ABC 1	$R_c = 1250$ ohms	potentiel de A = + 5 V.
	EBF 1	$R_c = 265$ ohms	potentiel de A = + 3 V.
	6B7	$R_c = 400$ ohms	potentiel de A = + 3 V.
	75	$R_c = 2500$ ohms	potentiel de A = + 2 V.
	6Q7	$R_c = 2725$ ohms	potentiel de A = + 3 V.

Donc, suivant le détecteur et la résistance de polarisation utilisée, le potentiel de A sera plus ou moins positif. Le potentiel moyen du point C suivra la règle exposée pages 84 et 85, mais il faudra lui ajouter le potentiel de A. Dans ce cas, la grille de la lampe MF commandée par le C. A. S. pourrait fort bien être positive par rapport à sa cathode. Pour corriger ce défaut, il suffira d'augmenter la valeur

de la résistance de cathode du tube MF, de façon que, au repos, le potentiel de la cathode de la lampe commandée soit de 1,5 V. environ supérieur au potentiel de la cathode de la détectrice.

### La régulation différée

Avec le système de régulation simple décrit ci-dessus, le moindre signal reçu par l'antenne, amplifié, puis transmis au détecteur, entraîne une diminution de la sensibilité du récepteur. Il y aurait évidemment intérêt à garder toute la sensibilité du récepteur pour ces signaux faibles et de ne faire agir le C. A. S. qu'à partir d'une amplitude déterminée du signal transmis à la détectrice.

Il s'agirait donc de *différer la régulation*.

Les tubes détecteurs ont toujours deux plaques et sont appelés pour cela duodiodes-triodes ou duodiodes-pentodes.

La figure 63 montre l'utilisation des deux plaques du diode.

La petite plaque  $d_1$  sert uniquement pour la détection. Les variations de son potentiel sont transmises par le condensateur C de 0,1/1000 à la plaque  $d_2$ , dont le potentiel au repos est fixé par la résistance de régulation  $R_r$ . (Ce condensateur C, qui n'est pas représenté sur la figure 56, se place entre les connexions des deux plaques de diode.)

Au repos, il ne passe aucun courant dans cette résistance puisque le potentiel de  $d_2$  est zéro, alors que celui de la cathode est positif (+ 2 V à + 5,5 V suivant le tube utilisé).

Si un signal est appliqué au détecteur, le courant ne circulera entre  $d_2$  et la cathode que quand l'amplitude du signal dépassera la polarisation de la cathode. Donc, si nous utilisons un tube duodiode-triode, dont la polarisation grille doit être de - 3 volts, le régulateur ne commencera à travailler que quand l'amplitude du

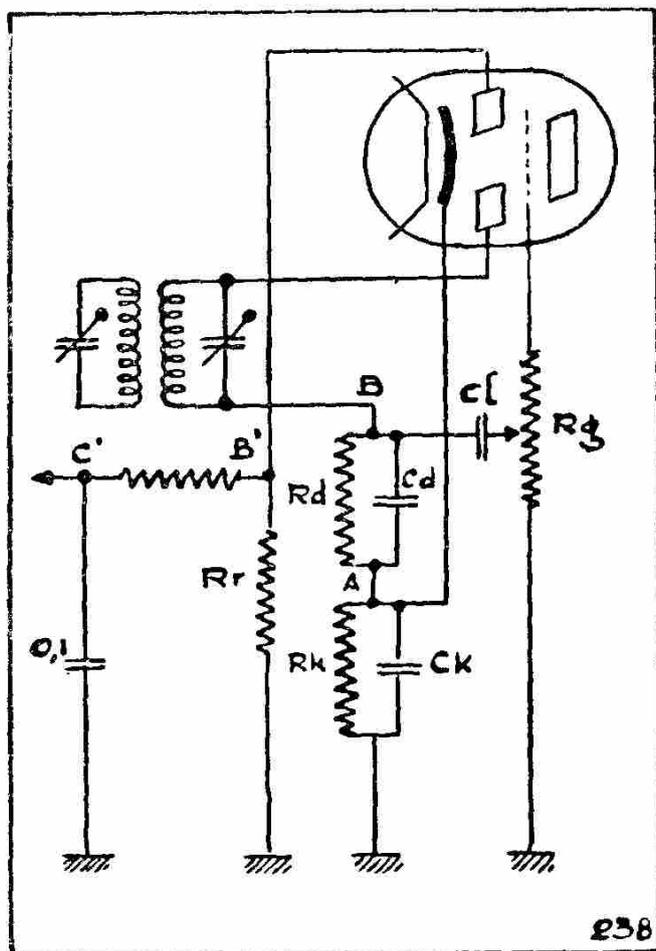


Fig. 63.

signal atteindra au moins 3 volts. Le potentiel moyen de B' que nous recueillerons en C' sera donc le même que celui de la masse, donc zéro, pour un signal d'une amplitude de moins de 3 volts.

Pour une amplitude de plus de 3 volts, C' deviendra de plus en plus négatif. Toute lampe contrôlée, dont la grille est reliée à C', fournira donc un gain maximum tant que le signal appliqué au détecteur ne dépasse pas 3 volts. La régulation est donc *différée* de 3 volts.

C'est donc, dans ce cas, la polarisation de la cathode du détecteur qui définit le *décalage* de la régulation.

On remarquera que la résistance de régulation  $R_r$  n'est pas shuntée par un condensateur. Il est en effet inutile de faire apparaître en B' la tension téléphonique ; seule la composante continue est utile, puisque c'est sa tension moyenne qui détermine la polarisation négative des grilles des lampes contrôlées.

#### DÉTECTION ET RÉGULATION DIFFÉRÉE PAR TUBE DOUBLE DIODE A CATHODES SÉPARÉES

Dans certains cas, dont il sera question plus loin, il est parfois nécessaire de séparer l'amplificateur BF du groupe détecteur-

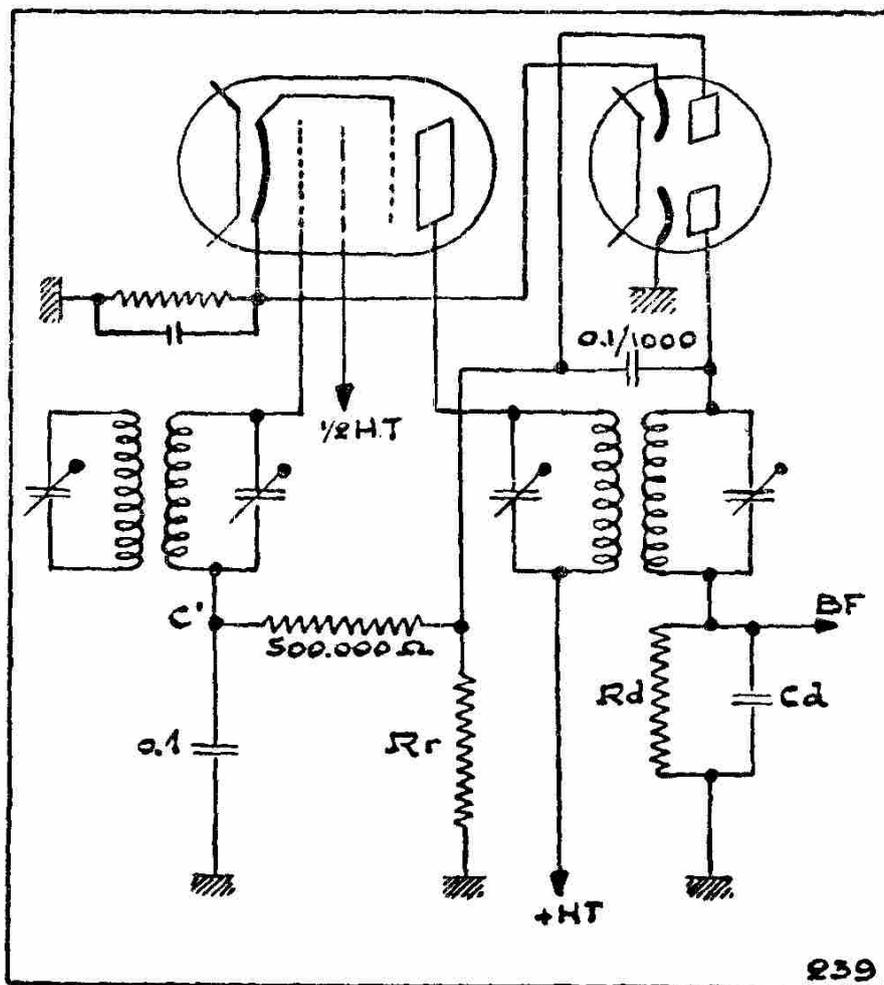


Fig. 64.

régulateur. On utilise alors un tube double diode composé d'un filament chauffant simultanément deux cathodes placées chacune en regard d'une plaque. Tels sont les tubes E B 4, européen, et 6 H 6, américain (fig. 64).

Il s'agit en réalité de deux tubes n'ayant rien de commun que l'ampoule et l'élément chauffant.  $K_1-d_1$  est le diode détecteur.

Les variations de potentiel de  $d_1$  sont transmises à  $d_2$  par un condensateur de 0,1/1000 comme dans le montage précédent. La régulation se fait aussi exactement comme dans le montage précédent, sauf que le délai de régulation est défini par la tension positive de la cathode de l'une des lampes contrôlées.

Ici, en effet,  $K_2$  est réunie à la cathode de la MF.

### La régulation amplifiée

Si l'on désire avoir un C. A. S. plus énergique, il est possible d'amplifier la tension de régulation.

La régulation amplifiée n'est employée que sur quelques récepteurs de luxe, car elle nécessite l'emploi d'un tube supplémentaire et on doit pouvoir disposer d'une tension négative par rapport au châssis, ce qui complique le montage.

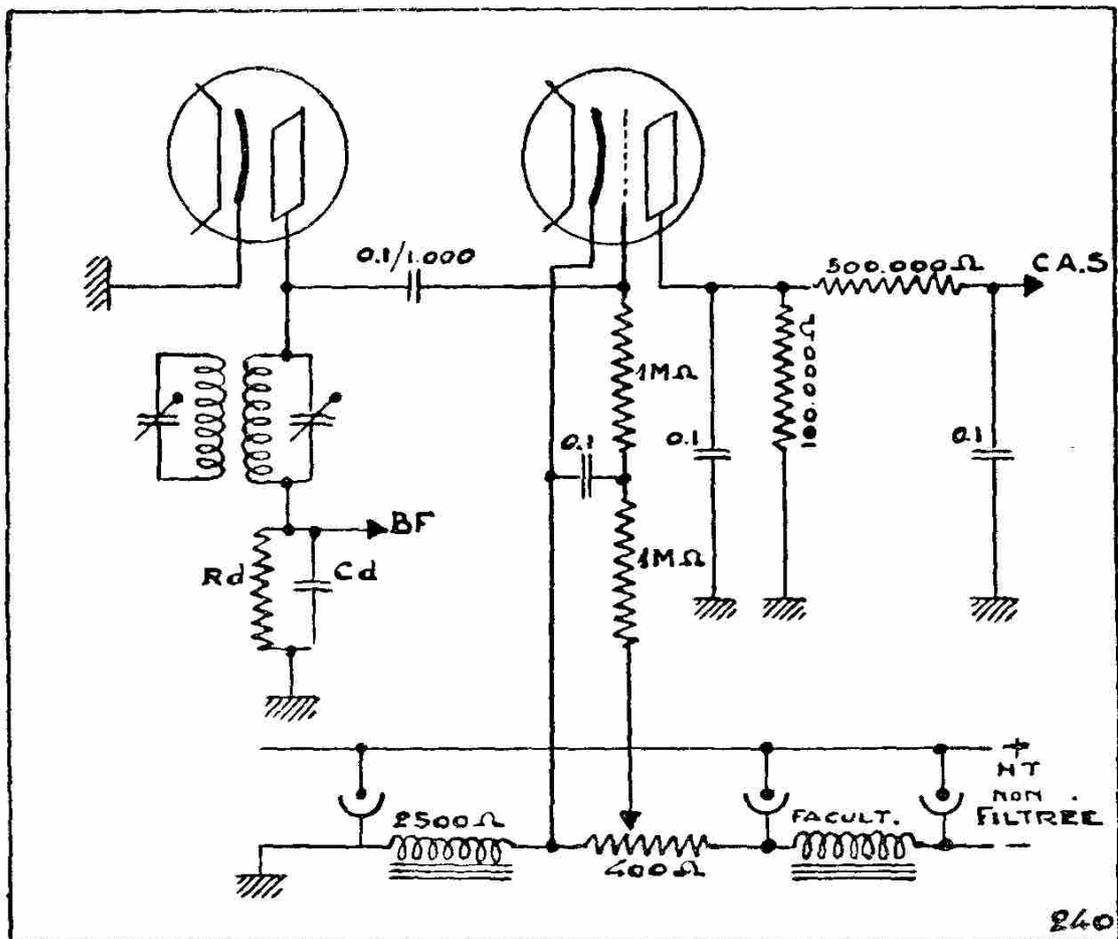


Fig. 65.

La régulation amplifiée *doit être différée*, sans cela tout signal d'entrée, faible ou fort, serait atténué au point que la détection ne serait plus linéaire.

Il existe de nombreux schémas de régulation amplifiée. A titre d'indication, nous en donnons un excellent (fig. 65).

La première particularité de ce montage est que le filtrage du courant redressé est fait à partir du pôle négatif de la source haute tension au lieu d'être fait à partir du pôle positif. La bobine de filtrage de 2500 ohms peut être la bobine d'excitation du dynamique. Il faudra prendre la précaution d'isoler de la masse les condensateurs électrolytiques (1) et (2), car leur pôle négatif n'est pas au même potentiel que le châssis. Le condensateur (3) peut être vissé directement sur le châssis. On ne pourra pas non plus utiliser les condensateurs électrolytiques doubles à trois fils, puisque ceux-ci ont un négatif commun.

Entre la bobine de filtrage et le — HT, se trouve un potentiomètre de 400 ohms qui doit pouvoir laisser passer sans échauffement la totalité du courant utilisé par le récepteur. En supposant 65 mA, cela représente un potentiomètre de 2 watts.

La chute de tension dans la bobine est de  $0,065 \text{ mA} \times 2500 \text{ ohms} = 162,5 \text{ volts}$ . La chute de tension aux bornes du potentiomètre est de  $0,065 \text{ mA} \times 400 \text{ ohms} = 26 \text{ volts}$ .

Le tube diode  $d_1$  est monté en détecteur et régulateur simple.

L'autre tube, triode ou penthode, est monté en amplificateur-détecteur par la plaque. La cathode de ce tube est réunie au point M, soit à — 162,5 volts. La grille est raccordée au curseur du potentiomètre à travers deux résistances d'un mégohm. La première de ces deux résistances (côté potentiomètre) et le condensateur de découplage évitent les ronflements de réseau. La plaque est raccordée à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de charge de 100 000 ohms.

Au repos, on amène le curseur du potentiomètre dans une position telle que le courant plaque soit annulé. La plaque est alors au potentiel masse. La lampe est alors dans les conditions pour fonctionner en amplificatrice-déetectrice par la plaque. Un condensateur de 0,1/1000  $\mu\text{F}$ . transmet les tensions alternatives à haute fréquence du dernier circuit oscillant à la grille du tube détecteur-amplificateur. Les alternances positives déterminent le passage d'un courant plaque-cathode et ce courant est d'autant plus intense que l'amplitude du signal est grande. Ce courant détermine une chute de tension aux bornes de la résistance de charge de 100 000 ohms. Cette tension de la plaque est donc semblable à la tension redressée

par la diode, mais elle est amplifiée. Pour faire disparaître la composante à la fréquence acoustique, un condensateur de 0,1 réunit la plaque à la masse du châssis. La plaque du tube amplificateur est donc le siège de la tension de régulation amplifiée que l'on pourra utiliser, après filtrage, pour contrôler les tubes à pente variable du récepteur.

Si l'on désire que la tension amplifiée soit différée, il suffit de rendre plus négative la grille de l'amplificateur. Pour cela, manœuvrer le curseur du potentiomètre vers le — HT, on est alors absolument maître de la tension de délai.

Le curseur du potentiomètre permet donc le contrôle manuel de la sensibilité, mais il n'est pas recommandable de le placer sur la façade d'un récepteur qui doit être mis dans les mains d'un non initié.

Si la régulation amplifiée est exagérée, pour certains tubes, on peut diviser la résistance de charge de 100 000 ohms en 2 ou 3 résistances en série et établir 2 ou 3 filtres comme l'indique la figure 66.

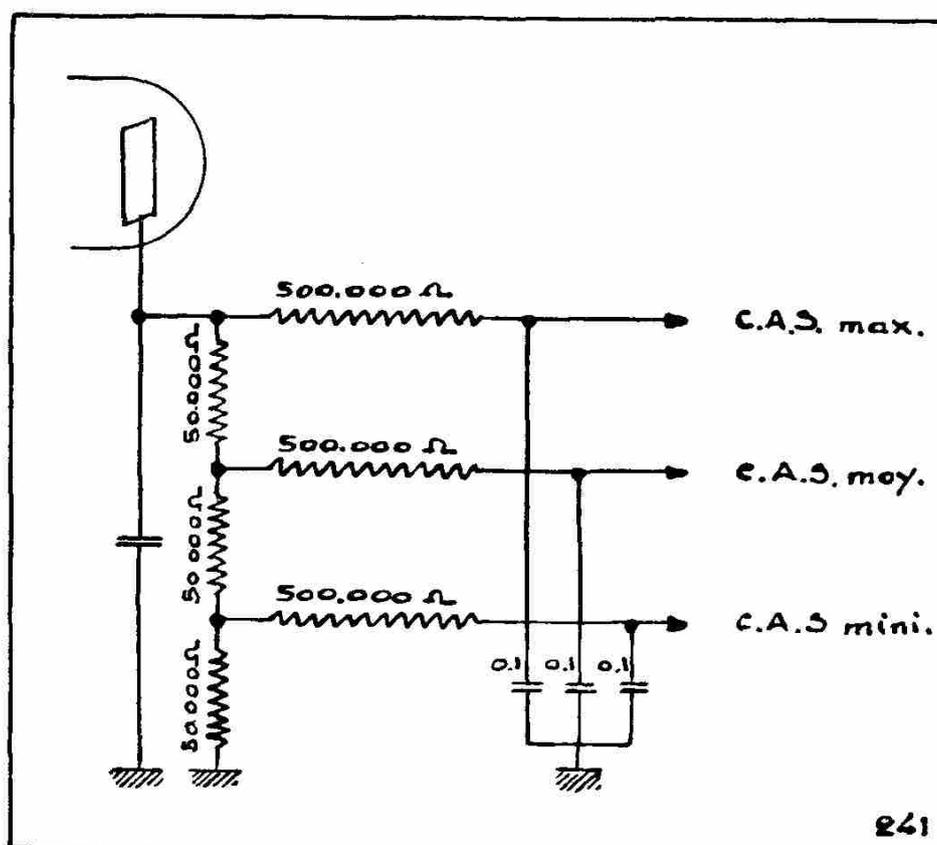


Fig. 66.

*Remarque :* Ce montage, qui a été exécuté avec une simple diode, peut être monté avec diode-triode ou diode-penthode sans aucune difficulté.

## Le contrôle visuel et les indicateurs visuels d'accord

Le procédé de détection par diode permet d'obtenir dans un récepteur un point dont le potentiel s'abaisse d'autant plus que le signal d'entrée, amplifié, puis transmis à la détectrice, est important.

Ce point est utilisé comme base de fixation du potentiel grille des tubes à pente variable (HF, Changeuse de fréquence, MF). On obtient ainsi le contrôle automatique de la sensibilité (C. A. S.) qui a pour corollaire l'antifading. Ce contrôle automatique de la sensibilité va permettre l'adaptation d'un indicateur visuel d'accord.

Cinq procédés sont utilisés et dépendent tous des propriétés si importantes du point C. A. S.

- 1° Le milliampèremètre.
- 2° Le tube à néon.
- 3° L'indicateur visuel à rayons cathodiques.
- 4° Le voltmètre.
- 5° L'oscillographe cathodique.

Les trois premiers sont utilisés sur les récepteurs pour contrôler l'accord sur une station, juger de l'importance du signal, juger de la qualité d'une antenne, constater un moment de fading. L'un d'eux se trouve obligatoirement sur tous les récepteurs actuels à l'exception des postes de tout dernier ordre.

Les deux derniers sont utilisés par les techniciens pour contrôler visuellement le réglage et l'alignement d'un récepteur dont le montage vient d'être terminé ou d'un récepteur en panne.

### 1° LE MILLIAMPÈREMÈTRE

Soit une lampe contrôlée par le point C. A. S. (fig. 67).

Quand un signal est transmis au détecteur, le point C. A. S., et par suite la grille de commande de toutes les lampes contrôlées deviennent négatifs ; en conséquence, le courant anodique de chacune de ces lampes diminue d'intensité.

On pourra évidemment insérer, dans le circuit plaque de l'une des lampes contrôlées, un milliampèremètre dont l'aiguille se rapprochera d'autant plus du zéro que le signal d'entrée sera plus important. Il est aussi évident que, pour un signal d'entrée bien déterminé, le point C. A. S. sera d'autant plus négatif que l'accord sur ce signal sera plus précis. Donc, en manœuvrant les condensateurs d'accord et d'oscillation, l'aiguille du milliampèremètre se rapprochera du zéro chaque fois que la fréquence de résonance du

circuit d'accord du récepteur se rapprochera de la fréquence d'un émetteur, et l'aiguille indiquera un minimum de courant anodique du tube, dans lequel le milliampèremètre est inséré, au moment de

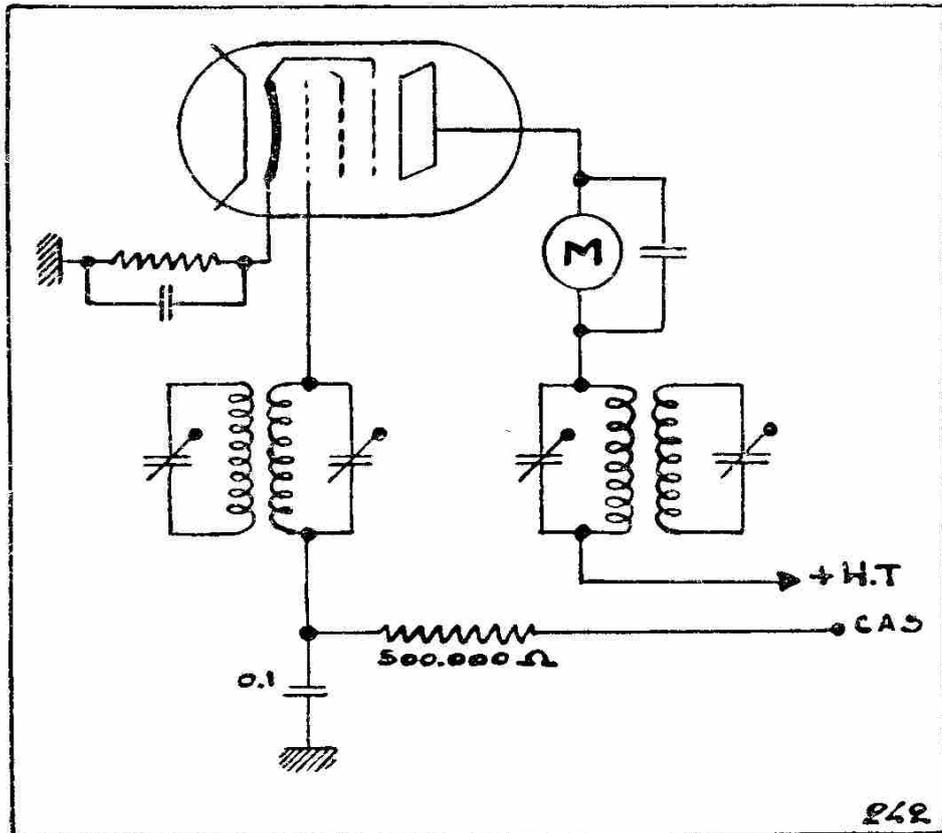


Fig. 67.

l'accord exact. Nous avons, bien entendu, supposé un récepteur à monocommande parfaitement aligné, donc donnant aussi exactement que possible, pour toute position du condensateur d'accord  $F. L. = F. I. = M. F.$

Ce milliampèremètre devra être shunté par un condensateur afin de court-circuiter l'appareil de mesure pour les fréquences alternatives à haute ou moyenne fréquence. On utilise un condensateur d'assez forte capacité, dont l'impédance soit petite pour les fréquences considérées. Ainsi, un condensateur de 0,01  $\mu F.$  a, pour la fréquence 450 Kc., une capacité de 35 ohms.

Ce type d'indicateur visuel a subi des modifications de forme et surtout de présentation extérieure, où les constructeurs ont donné libre cours à leur fantaisie ou à leur ingéniosité, dans le but de remplacer, en l'enjolivant, le cadran et son aiguille, par un autre système.

L'*ombrographe* est un milliampèremètre dont l'aiguille est remplacée par une petite palette rectangulaire solidaire du pivot du cadre mobile. Une petite ampoule projette sur un écran translucide

l'ombre de la palette. Cette ombre devient une simple ligne quand la palette est perpendiculaire au plan de l'écran. On fait en sorte qu'elle indique à ce moment l'accord exact (fig. 68).

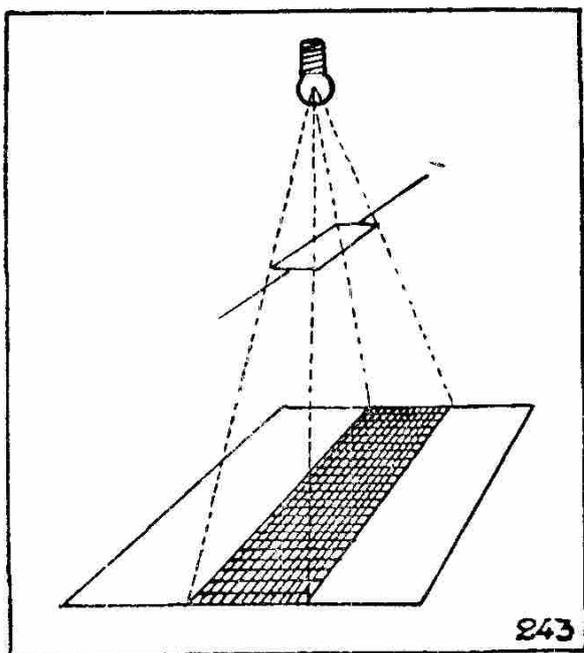


Fig. 68.

Parfois, l'ombre portée est elle-même éclairée par une ampoule colorée, rouge quand le commutateur de gammes est sur la position G. O., verte pour les P. O., les deux ampoules colorées étant éteintes pour la position O. C., l'ombre est alors noire.

D'autres variantes ont été réalisées ; il serait trop long et fastidieux de les décrire.

Il n'y a aucune raison que le milliampèremètre soit un instrument de haute précision.

## 2° LE TUBE AU NÉON

Le tube au néon renferme deux électrodes dans une atmosphère raréfiée de néon. Si on établit entre les deux électrodes une différence de potentiel continue suffisante, le gaz s'illumine autour de la cathode (électrode négative). Si l'on établit entre les électrodes une différence de potentiel alternative d'amplitude suffisante, le gaz s'illumine autour des deux électrodes, puisqu'elles sont alternativement cathode et anode.

Le tube au néon, établi spécialement pour le contrôle visuel, se présente sous la forme d'un tube de verre de 10 mm. de diamètre et de 100 mm. de long, dans lequel une luminescence rouge-orangé prend naissance à l'extrémité, côté culot, et s'allonge d'autant plus que l'on se rapproche de l'accord exact et que le signal d'entrée est plus important.

### Principe.

Le tube au néon contient deux électrodes froides : une anode et une cathode. Il est vide d'air mais contient une trace de néon à très basse pression. La cathode est une tige aussi longue que le tube (cette cathode n'est pas chauffée). L'anode se compose d'un petit anneau qui entoure une extrémité de la cathode.

a) Si on établit une légère différence de potentiel entre les deux

électrodes, aucun changement ne se manifeste et le tube reste obscur (fig. 69 a).

b) Si on augmente progressivement la différence de potentiel, le gaz s'illumine brusquement autour d'une partie de la cathode (fig. 69 b). Le gaz

s'est ionisé, c'est-à-dire qu'un certain nombre d'atomes de néon ont perdu un électron ; ces atomes sont transformés en ions, la masse du gaz est devenue conductrice de l'électricité, donc permet le passage du courant.

c) Si on augmente la différence de potentiel, la colonne lumineuse s'allonge (fig. 69 c).

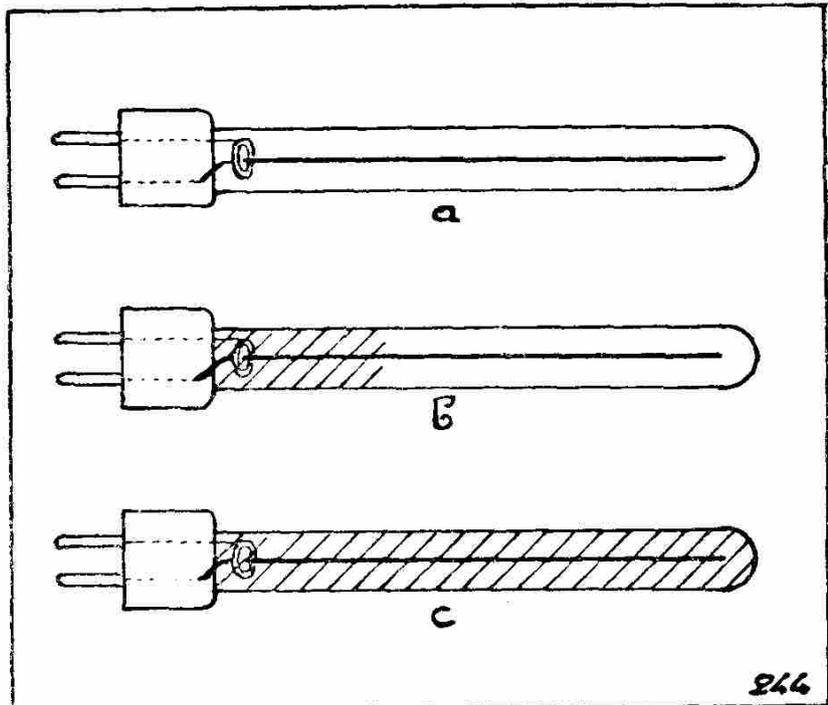


Fig. 69.

d) Si, au contraire, on diminue la différence de potentiel, la colonne se raccourcit progressivement jusqu'à s'annuler, mais on constate que la différence de potentiel est inférieure à celle du paragraphe b ci-dessus, il y a quand même luminescence.

Il y a donc *une tension d'amorçage*, après quoi le tube s'illumine plus ou moins fort pour des tensions plus grandes ou plus petites que la tension d'amorçage.

On a obtenu un amorçage constant de la luminescence en entretenant l'ionisation d'une petite partie du gaz au moyen d'une cathode auxiliaire qui sera toujours le siège d'une légère ionisation (explication ci-dessous).

La luminescence du tube étant toujours amorcée, si l'on part d'une différence de potentiel nulle et qu'on augmente progressivement cette différence de potentiel, la luminescence s'allongera aussi progressivement en évitant l'apparition brusque du paragraphe b ci-dessus.

Comment applique-t-on les différentes tensions sur les trois électrodes et comment tire-t-on du point C. A. S. la tension variable nécessaire pour faire varier la longueur de la partie lumineuse ?

Nous savons que les variations du potentiel de C. A. S. entraînent une variation du courant anodique des lampes contrôlées.

Si nous faisons passer le courant destiné à ces tubes dans une résistance, on constate une différence de potentiel aux bornes de celle-ci et cette différence de potentiel est proportionnelle à l'intensité du courant car  $V = R \cdot I$ . Si  $I$  varie,  $V$  varie dans le même sens et dans les mêmes proportions.

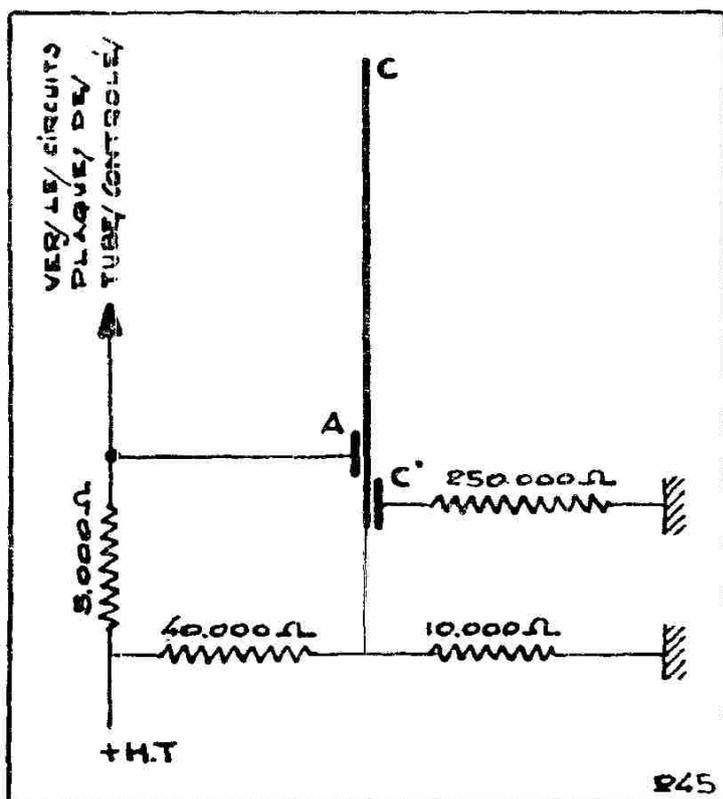


Fig. 70.

Le schéma de la figure 70 indique la réalisation du montage. Avec les valeurs de résistances choisies, et pour une tension anodique de 250 volts, la cathode principale C sera à une tension constante de 50 volts ; la cathode auxiliaire C' au potentiel zéro, car la résistance

de 250.000 ohms est parcourue par un courant infime, celui qui traverse la minuscule partie ionisée du gaz.

En l'absence de signal, la résistance de 5.000 ohms est parcourue par un courant de 18 milliampères (10 mA pour la changeuse de fréquence + 8 mA pour l'amplificatrice MF). La chute de tension dans cette résistance est donc de  $0,018 \times 5.000 = 90$  volts. L'anode A est un potentiel de 250 volts — 90 volts = 160 volts par rapport au châssis et 160 volts — 50 volts = 110 volts par rapport à C. La luminescence se réduit à la luminescence produite par la cathode auxiliaire C'.

En présence d'un signal fort, le courant plaque des lampes diminue d'intensité et tombe à 10 mA. La chute de tension dans la résistance de 5.000 ohms sera de  $0,01 \times 5.000 = 50$  volts. L'anode A sera au potentiel 250 V. — 50 V. = 200 volts par rapport au châssis, 200 — 50 = 150 volts par rapport à la cathode C. La luminescence est maximum, tout le tube est illuminé.

Si cependant les résultats pratiques n'étaient pas d'accord avec l'exposé ci-dessus, il suffirait, par le choix de résistances différentes

de celles de 40 000 et de 10 000, indiquées au schéma ci-dessus, d'ajuster la cathode C à un potentiel convenable. Un moyen très simple consiste à remplacer les deux résistances de 40 000 et de 10 000 ohms par un potentiomètre de 50 000 ohms et de connecter son curseur à la cathode C. De cette façon, on pourra régler à volonté la longueur de la colonne lumineuse et la tension pour laquelle elle commence son allongement.

Le tube au néon donne un petit air mystérieux au récepteur de radio, mais est moins précis à la lecture que le milliampèremètre. La cause de cette imprécision est dans le fait que la luminescence n'est pas bien délimitée ; elle se termine par un dégradé, un fondu, dont la netteté, toute relative, ne permettrait pas une retouche au réglage de l'alignement.

Le tube au néon, de même que le milliampèremètre, ont d'ailleurs aujourd'hui cédé la place à l'indicateur visuel d'accord par tube à rayons cathodiques.

### 3° L'INDICATEUR VISUEL PAR TUBE A RAYONS CATHODIQUES

Il s'agit ici de « l'œil magique », organe bien connu sous ce nom et que l'on trouve sur tous les postes modernes un peu sérieux.

#### *Les rayons cathodiques.*

Nous savons qu'une électrode chauffée dans le vide émet un flux d'électrons dans tous les sens. Nous savons aussi que si l'on place dans l'ampoule une deuxième électrode (froide, celle-ci) des électrons issus de la première pourront atteindre la seconde.

Si nous établissons une différence de potentiel entre les deux électrodes, de façon que l'électrode chaude soit la cathode (pôle négatif) et l'autre l'anode, le flux d'électrons deviendra plus intense et se dirigera de la cathode vers l'anode. C'est ce flux d'électrons qui porte le nom de rayons cathodiques.

Le bombardement de certains corps par les rayons cathodiques produit leur fluorescence. Nous avons remarqué l'illumination partielle en bleu violacé de l'ampoule de verre de certains tubes de puissance ; elle est provoquée par le bombardement du verre par des électrons qui, issus de la cathode, n'ont pas atteint la plaque. Certains corps donnent une luminescence assez prononcée, donc parfaitement visible, même en lumière peu atténuée.

Ces rayons cathodiques peuvent être déviés par un champ électrique ou par un champ magnétique. On peut constater la déviation de la fluorescence d'un tube à rayons cathodiques (œil magique) utilisé sur la plupart des récepteurs, par l'approche d'un aimant

puissant. Ils s'écartent d'un conducteur chargé négativement et se rapproche d'un conducteur chargé positivement.

Ces quelques faits étant connus, le principe de l'indicateur visuel d'accord par tube à rayons cathodiques sera facile à comprendre.

L'« œil magique ».

*Description* : Il se compose de deux parties principales.

- 1) Un tube triode (cathode, grille de commande, plaque).
- 2) Un tube à rayons cathodiques se composant d'une cathode (commune avec le tube triode), d'un couteau déflecteur solidaire de la plaque de la triode et d'un écran recouvert d'un corps fluorescent en forme de cône et visible de l'extérieur au sommet de l'ampoule.

*Fonctionnement* :

L'écran est porté à un potentiel positif de 250 volts.

Les rayons cathodiques partent de la cathode et arrivent à l'écran en provoquant son illumination (fig. 71).

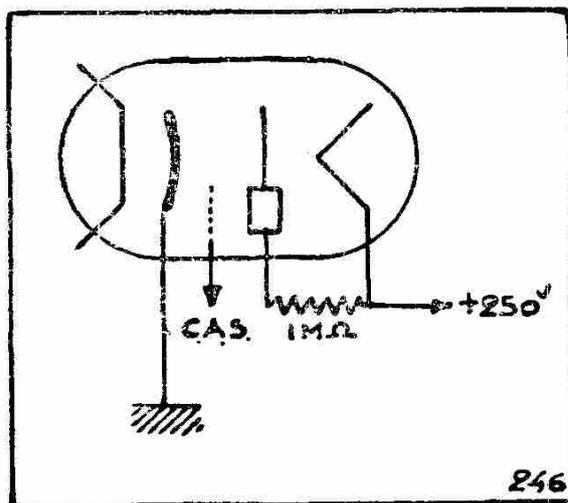


Fig. 71.

Sur le trajet des rayons cathodiques, se trouve le couteau déflecteur dont l'ombre est portée sur l'écran sous forme d'une mince ligne obscure.

La plaque de la partie triode reçoit le courant à travers une résistance  $R$  de 1 mégohm. Une extrémité de cette résistance est au même potentiel que l'écran. Il est compréhensible que la tension plaque sera fonction de l'intensité du courant anodique de la triode.

En effet, aux bornes de  $R$  se produit une chute de tension proportionnelle à l'intensité du courant anodique de la triode ( $V = R I$ ). Nous pouvons faire varier le courant plaque en faisant varier le potentiel de la grille.

Qu'arrivera-t-il si nous réunissons la grille au point C. A. S. ?

En dehors de tout signal, la grille sera au potentiel cathode (en supposant que nous ayons affaire à une régulation simple, par simple diode ; les autres cas de régulation seront examinés plus loin), le courant plaque sera maximum, la chute de tension dans  $R$  sera maximum, donc la différence de potentiel entre écran et plaque sera maximum.

Si un signal parvient à la détectrice, C. A. S. deviendra d'autant

plus négatif que le signal est important et que l'accord est plus exact. En même temps, la grille devient négative par rapport à la cathode, le courant anodique diminue d'intensité, la chute de tension aux bornes de R diminue, donc le potentiel de la plaque se rapproche de celui de l'écran fluorescent.

Or, le couteau défecteur qui, comme nous l'avons dit plus haut, se trouve sur le trajet des rayons cathodiques, est relié électriquement à la plaque. Quand sa tension est très négative par rapport à l'écran, il écarte les rayons cathodiques. Les électrons ainsi déviés ne provoqueront pas l'illumination de l'écran tout entier, mais laisseront obscur un secteur dont la forme dépend de la géométrie des électrodes : couteau et écran.

Connaissant les propriétés du point C. A. S. d'un régulateur, il est compréhensible que son action sur la grille du triode aura pour conséquence d'agir plus ou moins fort sur la différence de potentiel entre le couteau et l'écran, provoquant ainsi la fermeture plus ou moins prononcée du secteur d'ombre. En l'absence de signal, le secteur d'ombre est d'environ  $90^\circ$  ; en cas de faible signal, l'angle du secteur diminue légèrement ; en cas de fort signal, le secteur d'ombre disparaît entièrement.

Les tubes américains 6 E 5 et 6 G 5 ne possèdent qu'un couteau, et l'écran, d'une forme parfaitement conique, donne un secteur d'ombre dont les deux bords sont parfaitement rectilignes. Avant la disparition complète du secteur, une ligne très fine et bien nette se marque. Ceci permet d'utiliser ces tubes, non seulement comme indicateur visuel d'accord, mais comme indicateur du faux zéro dans certains types de voltmètres à lampes.

Les tubes européens portent quatre couteaux qui donnent quatre secteurs d'ombre. La forme de l'écran fait que la partie lumineuse et les quatre secteurs curvilignes dessinent un trèfle à quatre feuilles. Ceci est plus joli, mais moins précis que le système des tubes américains.

Dans le tube européen E M 1, les secteurs d'ombre disparaissent quand on applique une tension négative de 5 volts à la grille.

Dans le tube américain 6 E 5, 8 volts négatifs sont nécessaires pour fermer le secteur d'ombre, tandis que 22 volts négatifs sont nécessaires pour le 6 G 5. Cela tient à la géométrie de la lampe dans sa partie triode.

Dans le 6 G 5, la grille est à pas variable, comme dans les tubes à pente variable et c'est ce qui explique qu'il faut une aussi forte tension négative pour que le courant plaque s'annule et que le secteur d'ombre disparaisse.

Le 6E5 et le EM1 donneront une indication précise pour les émetteurs lointains ou faibles, dont le champ d'entrée au collecteur d'ondes est faible. En effet, au moindre signal, amplifié par les premiers étages du récepteur, la détection provoquera une tension négative suffisante au point C. A. S. pour agir efficacement sur le secteur d'ombre. Par contre, il n'est pas possible de régler avec précision un poste à champ puissant car, même en dehors de l'accord exact, le secteur d'ombre n'existe plus.

Il existe des moyens d'atténuer l'effet du signal sur le secteur d'ombre et de permettre ainsi l'accord visuel exact sur les stations puissantes.

Il est cependant plus simple d'utiliser un 6G5 dont le secteur ne se fermera que pour une tension de  $-22$  volts.

Ces deux procédés sont excellents pour contrôler visuellement l'accord des stations puissantes, mais ne conviennent pas pour les émetteurs faibles ou lointains. Il vaudrait mieux utiliser deux tubes, un 6E5 et un 6G5.

La solution, qui paraît définitive, est réalisée par les nouveaux tubes européens EM4 et américains 6AF7.

Ces deux tubes contiennent deux triodes distinctes et un tube à rayon cathodique. Les trois éléments sont dis-

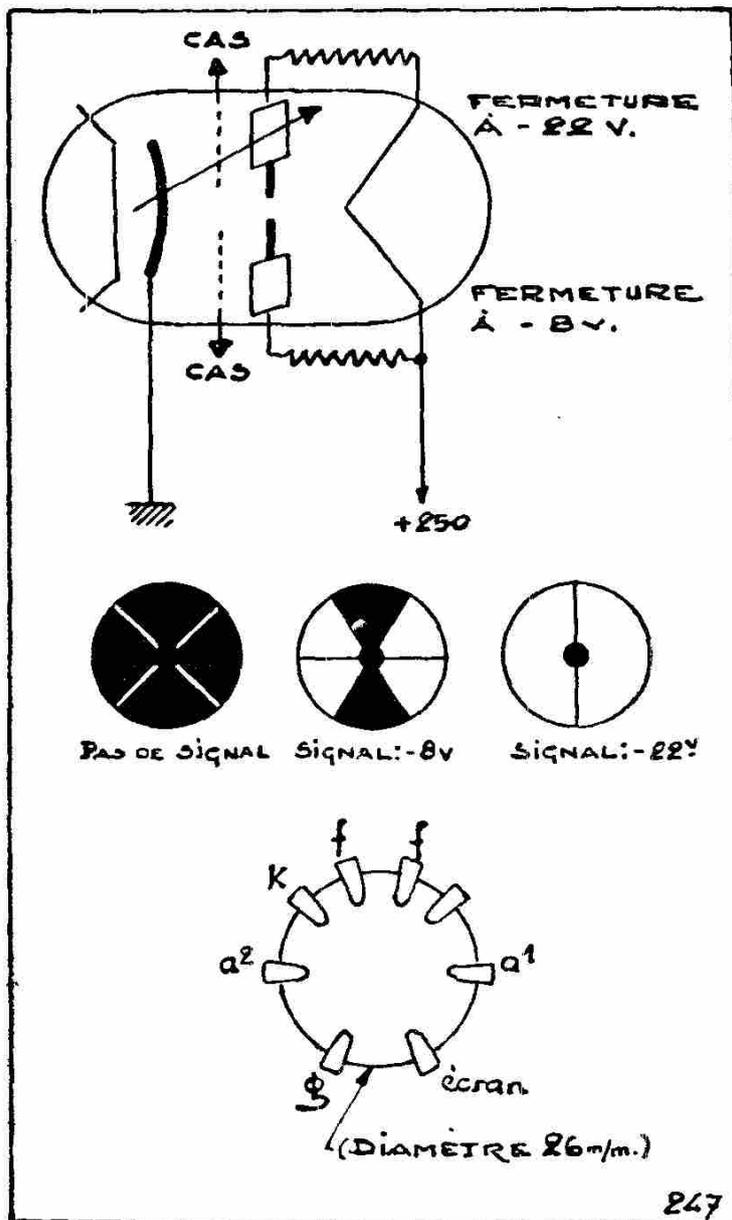


Fig. 72.

tinets, sauf le filament et la cathode, qui sont communs. La première triode est à pente fixe, la seconde est à pente variable. A chacune des plaques sont fixés deux couteaux déflecteurs qui forment quatre secteurs d'ombre égaux deux à deux. Deux secteurs, ceux

qui correspondent à la triode à pente fixe, se ferment pour une tension grille de — 8 volts et permettent un contrôle visuel aisé et précis de l'accord sur des signaux faibles. Les deux autres secteurs correspondant à la triode à pente variable, ne se fermeront complètement que pour une tension négative de grille de 22 volts et seront utilisés pour le contrôle visuel d'accord sur les fortes tensions d'entrée.

Le tube EM 4 est sur le marché belge depuis fin 1939, mais nous n'avons pas encore pu découvrir le 6 A F 7 en 1944.

La figure 72 indique le brochage et les connexions à faire pour utiliser un tube EM 4.

Le contrôle visuel d'accord par tube à rayons cathodiques est universellement employé et seuls les récepteurs de toute dernière catégorie en sont dépourvus.

Dans une certaine mesure, les étages d'amplification HF et MF d'un récepteur peuvent être mis au point à l'aide de ce système de contrôle visuel d'accord, tant sa précision et sa sensibilité sont grandes.

#### COMMENT RACCORDER CHAQUE SYSTÈME DE CONTRÔLEUR VISUEL D'ACCORD AUX DIFFÉRENTS MONTAGES DE RÉGULATEURS

A) LE MILLIAMPÈREMÈTRE et ses dérivés, ombrographe ou autres, ne peuvent que se mettre en série dans le circuit plaque ou cathode d'une des lampes contrôlées. Le milliampèremètre devra être shunté par un condensateur qui présente une impédance faible pour la composante à haute fréquence ; 0,01 à 0,1  $\mu$ F. conviendra.

Il est à remarquer que s'il s'agit d'une régulation différée, le milliampèremètre, qui, en réalité, mesure le courant de la lampe, ne commencera à fonctionner que quand le signal au détecteur aura dépassé, en amplitude, la tension de délai. Il ne donne donc aucune indication pour l'accord sur un signal faible.

B) LE TUBE AU NÉON. — Son indication dépend de la ou des lampes asservies sur lesquelles il est branché. Lui aussi ne commencera à fonctionner qu'après que la tension de délai aura été dépassée.

Le milliampèremètre et le tube au néon ne fournissent donc aucune indication quand le signal est faible.

C) LE TUBE A RAYONS CATHODIQUES. — Si l'on ne prenait certaines précautions, le fonctionnement du tube à rayons cathodiques dépendrait également de la tension de délai. Mais il existe des solutions du problème du contrôle visuel indépendant de la tension de délai, dans les récepteurs à régulation différée.

1) *Régulation simple par simple diode (fig. 73).*

Le montage ne présente rien de particulier. La grille du tube à rayons cathodiques est reliée au C. A. S.

La cathode est, comme la cathode du détecteur, au potentiel de la masse.

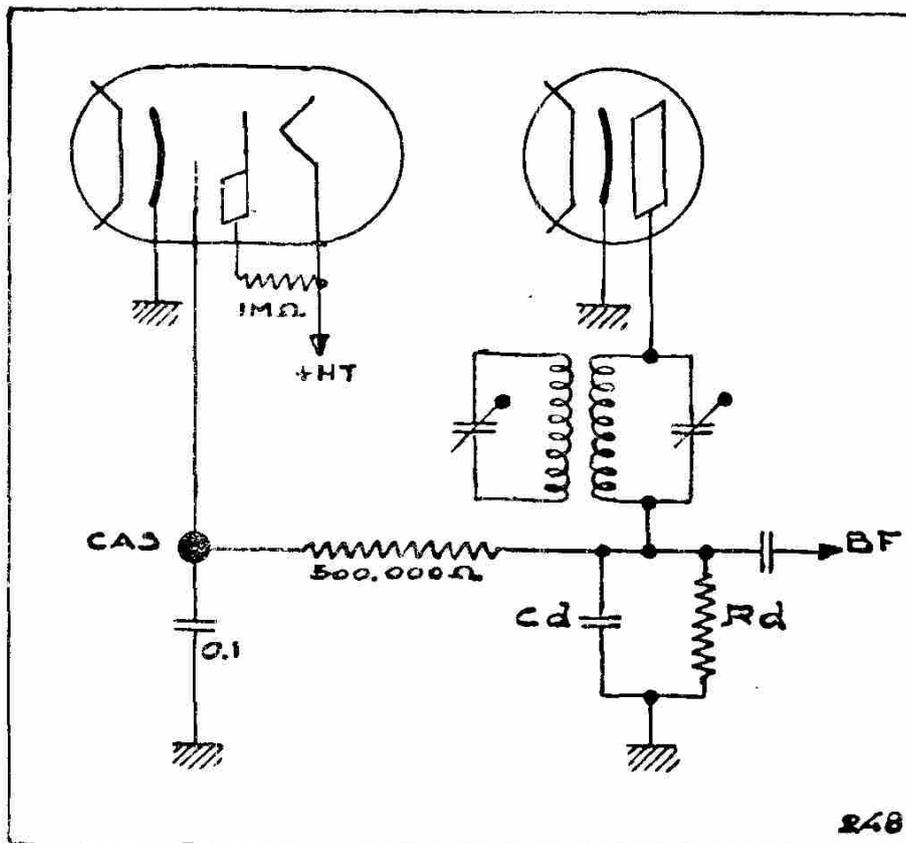


Fig. 73.

2) *Régulation simple par diode-triode ou diode-pentode (fig. 74).*

Si l'on avait réuni la cathode du tube à rayons cathodiques à la masse, comme dans le schéma précédent, la cathode, au repos, eut été négative par rapport à la grille. Le courant, dans la partie triode du tube à rayons cathodiques, serait dangereusement intense. Le secteur d'ombre resterait ouvert jusqu'à ce que le potentiel moyen du C. A. S. soit égal au potentiel masse.

La régulation simple, pour les tubes contrôlés, serait différée pour le tube à rayons cathodiques et le délai serait égal à la tension de la cathode du tube détecteur.

La correction est très simple, il suffit de connecter la cathode du tube à rayons cathodiques à la cathode du tube détecteur pour que tout rentre dans l'ordre.

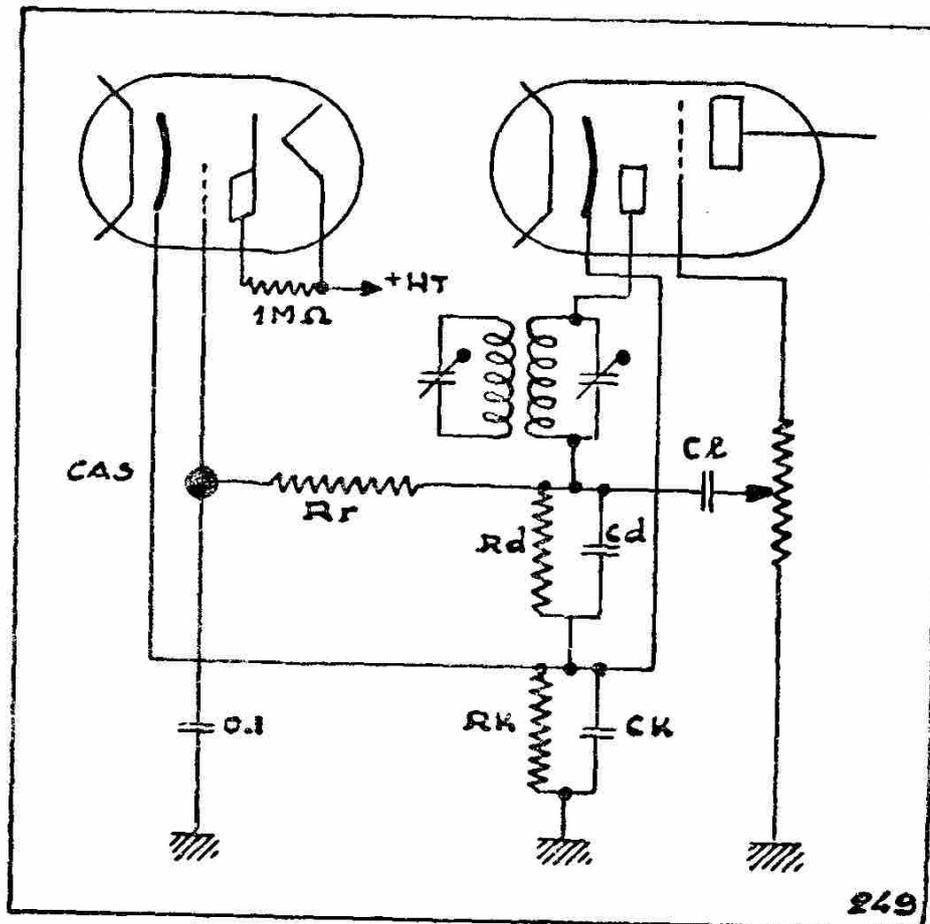


Fig. 74.

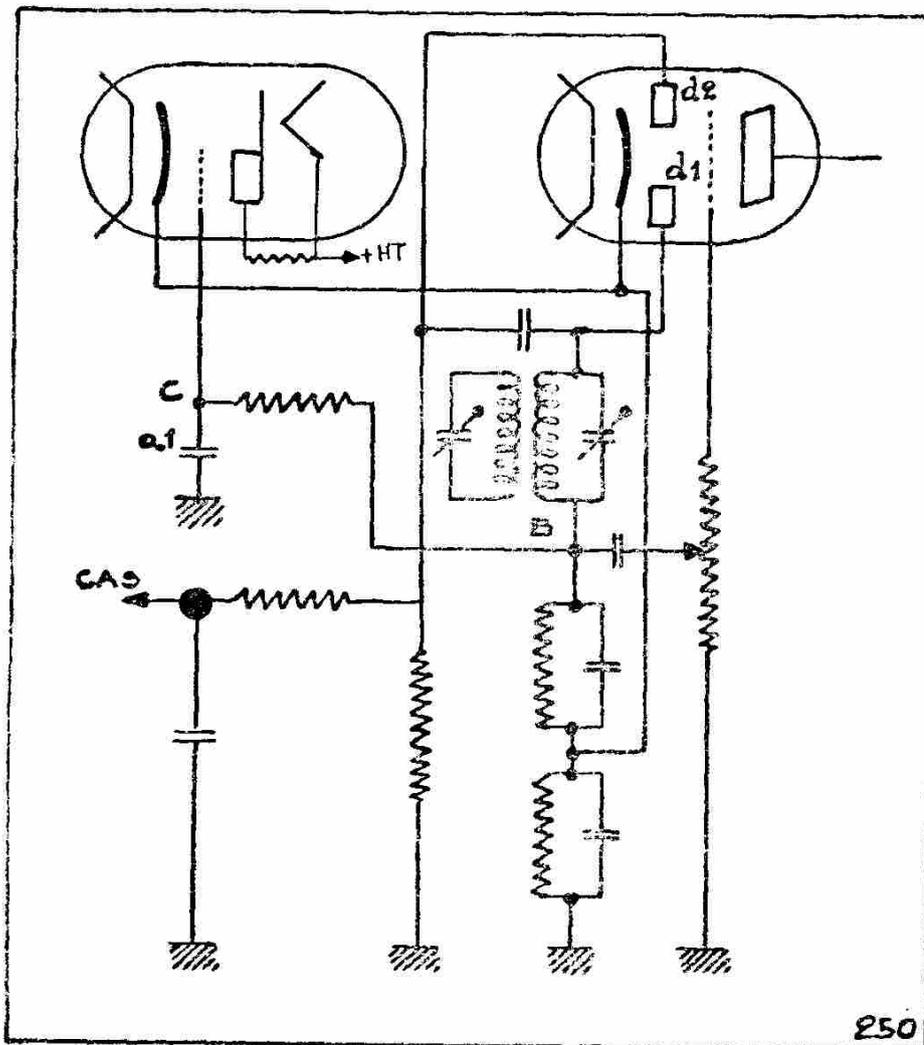


Fig. 75.

3) Régulation différée par tube duodiode-triode ou duodiode-penthode (fig. 75).

Le régulateur commandé par  $d_2$  et la cathode du tube duodiode a une tension de délai en deça de laquelle il ne travaille pas. Le point C. A. S. convient donc pour contrôler les lampes à pente variable, mais ne convient pas pour commander le tube à rayons cathodiques. Celui-ci doit être commandé par une régulation non différée.

Pour cela, il suffira d'établir un second filtre à partir du point B pour obtenir en C le potentiel moyen de B. La grille du tube à rayons cathodiques sera connectée à ce point C et la cathode, comme dans le schéma précédent, sera réunie à la cathode du détecteur.

4) Régulation différée par tube duodiode à cathodes séparées (fig. 76).

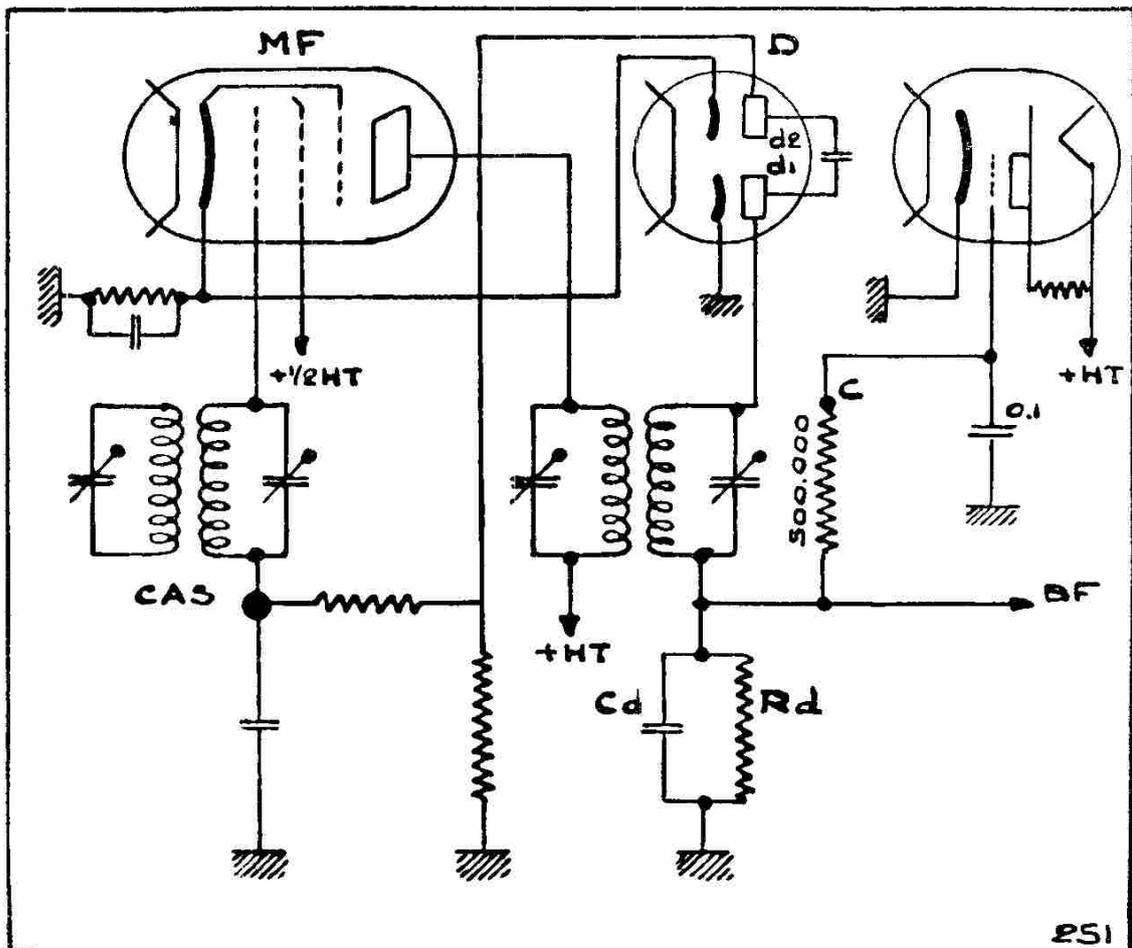


Fig. 76.

Ici également, le point C. A. S. ne peut convenir puisqu'une tension de délai empêcherait le fonctionnement du tube à rayons cathodiques pour un faible signal. Il sera donc nécessaire de prévoir

une régulation simple C et de réunir la cathode du tube à rayons cathodiques à la masse.

5) *Régulation amplifiée et différée.*

La régulation amplifiée est souvent trop importante pour commander le contrôle visuel par tube à rayons cathodiques.

De plus, le délai, comme nous l'avons déjà vu, est inadmissible.

Si le détecteur est un double diode à cathodes séparées, on opérera exactement comme au n° 4 ci-dessus.

Si le détecteur est un double diode-triode ou penthode, on opérera comme au n° 3.

## CHAPITRE IV

# QUELQUES DÉVELOPPEMENTS RELATIFS AUX CHANGEURS DE FRÉQUENCES

### Choix de la fréquence intermédiaire

Mettons-nous d'accord sur un mot : *fréquence intermédiaire*, *fréquence de conversion* ou *moyenne fréquence*. S'il est convenu de dénommer basses fréquences toutes fréquences acoustiques, et hautes fréquences toutes celles qui ne sont pas audibles, le terme moyenne fréquence ne pourrait s'appliquer qu'aux fréquences qui sont au seuil supérieur d'audibilité, soit ce qu'il est convenu d'appeler les ultra-sons. Ce n'est certes pas la signification qui lui est habituellement donnée. Moyenne fréquence signifie habituellement une haute fréquence qui, cependant, était moins élevée que la fréquence incidente des ondes reçues, soit dans la bande des grandes ondes (1.000 à 2.000 kilocycles), la bande petites ondes (500 à 1.500 Kc.) ou l'une des bandes ondes courtes ou ultra-courtes. Le terme était donc admissible. Je dis *était*, car actuellement cette fréquence de conversion est choisie vers les 450 Kc., c'est-à-dire entre les deux gammes des grandes et des petites ondes. Celles-ci étant l'une et l'autre considérée logiquement comme de la haute fréquence, le terme *moyenne fréquence* n'a plus de sens. Or, un récepteur à changement de fréquence se compose, entre autres choses, de trois amplificateurs successifs : le premier est à haute fréquence et précède ou accompagne le changement de fréquence ; le troisième, après détection, précède le haut-parleur et est à basse fréquence ; le deuxième, ou amplificateur intermédiaire, dans le développement des transformations successives de l'onde captée par l'antenne, amplifie logiquement la *fréquence intermédiaire*.

Ceci posé, afin d'éviter, dans les abréviations, la confusion entre fréquence intermédiaire et la fréquence incidente, nous conserverons les notations suivantes :

Fréquence incidente : FI.

Fréquence locale : FL.

Fréquence intermédiaire : MF.

## HISTORIQUE DU CHOIX DE LA FRÉQUENCE INTERMÉDIAIRE

### *Premier stade.*

Au début du développement de la radio, on avait constaté qu'il était plus aisé d'amplifier des fréquences relativement basses (50 à 100 Kc.) que les fréquences transmises par les postes de radiodiffusion (bande des petites ondes, 600 à 200 m., soit 500 à 1.500 Kc.).

De là, l'idée de changer la fréquence de l'onde incidente en une fréquence moins élevée (60 Kc. par exemple), qu'il était facile d'amplifier à l'aide de transformateurs appropriés servant de liaisons entre deux ou trois étages d'amplification par tubes triodes.

La difficulté d'amplifier directement les fréquences de 500 à 1.500 Kc. avait plusieurs causes.

La première et la plus importante, était qu'on ne disposait que des seules lampes triodes et que celles-ci avaient tendance à l'accrochage et que cette tendance est d'autant plus importante que la fréquence augmente.

La seconde, est que les bobinages de l'époque étaient moins bien établis que les bobinages actuels. Les pertes étaient plus importantes, le diélectrique de moins bonne qualité, la capacité répartie plus considérable, etc... et que tous ces défauts prenaient une importance d'autant plus grande que la fréquence augmentait.

Ces deux raisons étaient suffisantes pour préférer amplifier une fréquence intermédiaire relativement basse.

Ouvrons ici une parenthèse et développons une autre raison qui militait en faveur du changeur de fréquence, contre le récepteur à amplification directe, malgré la plus grande simplicité apparente de ce dernier.

Les deux raisons reprises plus haut (tendance à l'accrochage et qualité des bobinages), font penser immédiatement qu'un récepteur à amplification directe de l'époque devait avoir un rendement supérieur sur la bande des fréquences basses (grandes ondes) que sur la bande des fréquences élevées (petites ondes), et que sur cette bande même, au fur et à mesure que l'on s'accordait sur une onde incidente de fréquence plus élevée, on devait se rapprocher de la limite d'accrochage.

Pour éviter cet écueil, on devait amortir les circuits, donc, perte de sélectivité ; faire travailler chaque tube loin de ses possibilités maxima d'amplification, donc perte de sensibilité ; employer parfois la réaction négative en haute fréquence dans le but d'augmenter la stabilité, mais en perdant sensibilité et sélectivité.

Cette diminution de sélectivité et de sensibilité devait être com-

pensée par une augmentation du nombre d'étages et du nombre de circuits oscillants.

Or, à cette époque, on était encore loin de la réalisation de la commande unique. Conséquemment, chaque circuit oscillant devant être accordé sur la fréquence incidente, il était nécessaire de munir d'une commande distincte chaque condensateur accordant un circuit oscillant. C'est ainsi que l'on vit des amateurs de « l'époque héroïque » réaliser des récepteurs comportant quatre condensateurs variables commandés séparément. Si l'on compte avec cela les couplages variables, les bobines amovibles ou à plots, les rhéostats de chauffage, les inverseurs permettant la suppression ou la mise en service d'un ou de plusieurs étages, on arrivait à des récepteurs dont le réglage sur une émission devenait une impossibilité pour l'auditeur n'ayant pas de connaissances spéciales.

La solution élégante était évidemment de changer la fréquence incidente en une fréquence intermédiaire toujours la même quelle que soit la fréquence incidente, et d'établir correctement un amplificateur spécial pour cette fréquence fixe. Dans celui-ci, chaque circuit oscillant, de même que les couplages, seraient réglés une fois pour toutes au laboratoire de mise au point.

Le repérage, dans ces conditions, pouvait dès lors se faire par la manœuvre séparée du condensateur d'accord et du condensateur d'hétérodyne. Et, si l'on pense que le circuit d'accord est très amorti, que chaque station est reçue, à peu près sur la moitié de la graduation du cadran, que seul, le condensateur d'oscillation donne un accord pointu, le repérage devient chose aisée et est à la portée du non initié.

De tels récepteurs furent construits pendant plusieurs années, spécialement de 1925 à 1930. Ils comportaient un accord par cadre, attaquant une amplificatrice haute fréquence ; une hétérodyne donnant la fréquence locale. Ces deux tubes furent souvent réunis en un seul : la célèbre bigrille. Ensuite, venaient deux ou trois étages moyenne fréquence dont le premier transformateur seul était un Tesla, les autres étant simplement des transformateurs à secondaire accordé. Puis venait la détectrice, première amplificatrice basse fréquence, suivie de deux étages d'amplification basse fréquence à transformateurs (voir tome I, pages 137 et suivantes).

Ces récepteurs donnèrent satisfaction jusqu'au jour où les émetteurs commencèrent à se multiplier.

La manipulation du condensateur d'hétérodyne provoquait un nombre considérable de sifflements. La réception de certaines stations était accompagnée, à certaines heures de la journée, d'un

sifflement continu. Ces sifflements se manifestaient surtout le soir, au moment où les émetteurs en service étaient le plus nombreux. Quand un auditeur mécontent demandait au vendeur ou au constructeur du poste quelques explications, ce dernier ne se faisait pas faute d'accuser les émetteurs eux-mêmes, ou les propriétaires de postes à réaction de troubler leur écoute.

QUELLE ÉTAIT LA RÉELLE CAUSE DU MAL ?

QUEL EN FUT LE REMÈDE ?

*Deuxième stade.*

Avant de répondre à ces questions, rappelons tout d'abord le principe du changement de fréquence.

Il faut faire interférer deux ondes, donc deux fréquences : la fréquence incidente (FI) et la fréquence locale (FL) et il faut choisir celle-ci telle que la différence entre FI et FL soit précisément égale à la fréquence intermédiaire (MF).

Deux solutions sont possibles pour réaliser cette condition :

1° La fréquence locale est plus grande.  $FL = FI + MF$ . (C'est celle-ci qui est généralement employée.)

2° La fréquence locale est plus petite que la fréquence incidente  $FL = FI - MF$ .

Il est donc compréhensible que si un circuit d'accord très amorti laisse passer deux fréquences incidentes FI et F'I telles que  $F'I - FI = 2$  fois MF, ces deux fréquences pourront interférer avec la FL et donner comme résultantes deux ondes MF dont les fréquences sont égales et qui seront amplifiées dans la suite. La première, FI, interférera par le processus décrit au 1° ci-dessus, la seconde, F'I, par le processus du 2°.

Reprenons cette idée et éclairons-la par un exemple chiffré.

Supposons  $MF = 60$  Kc.

L'onde incidente à recevoir sera par exemple l'onde de 300 mètres 1000 Kc., mais notre circuit oscillant d'accord s'étend de 250 Kc. de part et d'autre de la fréquence sur laquelle on l'accorde (1000 Kc.). Ce circuit laisse donc passer les fréquences de 750 à 1250 Kc.

La fréquence locale sera accordée sur  $1000 \text{ Kc.} + 60 \text{ Kc.} = 1060 \text{ Kc.}$  pour réaliser la condition du 1° ci-dessus.

Mais nous savons, d'après le 2°, que l'interférence avec une onde incidente de 1120 Kc. donnerait aussi une onde intermédiaire de 60 Kc. Or, cette fréquence de 1120 Kc. peut être reçue par notre circuit oscillant réglé sur 1000 Kc. Donc, s'il existe un émetteur envoyant une onde de 1120 Kc., celle-ci sera transmise, après conversion à notre amplificateur MF.

Ce cas pourrait être considéré comme exceptionnel. Mais si l'émetteur est voisin de 1120 Kc., et ceci n'est plus exceptionnel, mais au contraire très général, que va-t-il arriver ?

Supposons l'onde incidente à recevoir, 1000 Kc.; FL = 1060 Kc.; une autre onde incidente indésirable, dont la fréquence est 1121 Kc. Cette onde va interférer avec la FL et donnera naissance à une onde de 1121 Kc. — 1060 Kc. = 61 Kc.

Or, nos transformateurs MF ne sont pas faits pour entrer en résonance uniquement sur la fréquence 60 Kc. Ce sont des filtres de bande faits pour admettre une bande passante de 9 Kc. (4500 cycles de part et d'autre de la fréquence 60 Kc.). Donc la fréquence résultante de 61 Kc. passera et interférera elle-même avec la MF 60 Kc. issue de l'onde incidente 1000 Kc. Après détection, on entendra dans le haut-parleur le résultat de cette interférence, soit une note musicale dont la fréquence sera 61 Kc. — 60 Kc. = 1000 périodes-seconde.

Toute autre fréquence que 1121 Kc. donnerait aussi une interférence avec les 1060 Kc. de la FL et l'onde résultante serait gênante si sa fréquence est admise par l'amplificateur MF.

Concluons : Si la FI est 1000 Kc., la MF 60 Kc. (9 Kc. de bande passante), la FL 1060 Kc., un sifflement se fera entendre s'il existe une onde incidente située entre 1115,5 Kc. et 1124,5 Kc.

Que faire ?

Deux solutions se présentent à l'esprit :

1° Rendre le circuit d'accord plus sélectif de façon que sa bande passante soit moindre que deux fois la moyenne fréquence de part et d'autre de la résonance.

2° Augmenter la moyenne fréquence.

Le 1° était difficile, sinon impossible à réaliser. En effet, on ne rend pas un cadre sélectif (le cadre est le circuit amorti par excellence) donc, nécessité d'employer un filtre de bande donnant une bonne sélectivité et de récupérer la perte de sensibilité par l'emploi d'une antenne.

Toutefois, comme un tel filtre de bande à l'entrée diminuerait trop fort la sensibilité, on a adopté simultanément la première et la deuxième solution, celle-ci consistant à augmenter la moyenne fréquence en la portant à 110, 115 ou 125 Kc. Cette solution permet un filtre de bande assez simple et sensible donnant une bande passante inférieure à quatre fois la moyenne fréquence.

A l'époque des 60 Kc., il aurait été interdit de choisir une MF de 110 à 125 Kc., car des émetteurs travaillaient sur cette fréquence (Tour Eiffel 3000 m. = 100 Kc.).

Une autre solution fut et est encore utilisée. Elle consiste à remplacer le filtre de bande par un bourne à l'accord attaquant un tube amplificateur HF lié à la changeuse de fréquence par un transformateur à secondaire accordé. Cette solution ne pouvait être admise que grâce aux lampes à écran tétrodes et surtout penthodes, qui n'avaient pas tendance à accrocher.

Chacune de ces solutions nécessite trois condensateurs variables. Mais la qualité des bobinages actuels permet la commande unique et même l'alignement de l'accord des trois circuits (voir tome I, pages 149 et suivantes).

La multiplication des émetteurs amena malgré tout des sifflements. Le problème devait être révisé.

### *Troisième stade.*

La technique a progressé. Les tubes modernes penthodes à pente variable, puis à caractéristique basculante, ainsi que les bobinages à noyau magnétique en fer divisé ont un excellent rendement, même sur les fréquences élevées.

L'argument en faveur d'une moyenne fréquence relativement basse n'a plus de poids.

Conséquemment, la moyenne fréquence s'élève encore et on la situe un peu au-dessous (en fréquence) de la bande petites ondes et on la choisit 425, 450, 472 ou 486 Kc.

L'amplificateur MF est à transformateurs Tesla à noyau magnétique.

Les émissions qui produisaient des sifflements devant se trouver à environ FI + 2 MF, soit à au moins 850, 900, 944 ou 972 Kc. de la fréquence à recevoir, un circuit, même amorti, les élimine et le filtre de bande n'est plus nécessaire ; un simple bourne convient parfaitement et, de ce fait, la sensibilité se trouve accrue.

De plus, il ne faut plus que deux condensateurs variables (un condensateur variable à deux sections pour la commande unique) (voir tome I, pages 171 et suivantes).

Si l'on désire obtenir plus de sensibilité, on place après l'accord une amplificatrice HF qui sera liée à la changeuse de fréquence par un transformateur à secondaire accordé. Bien entendu, le condensateur variable à trois sections sera nécessaire.

### POURQUOI LA FRÉQUENCE LOCALE DOIT ÊTRE CHOISIE PLUS GRANDE QUE LA FRÉQUENCE INCIDENTE

Nous savons que pour produire la MF, il faut faire interférer la FI avec une FL (donnée par un petit émetteur local) telle que la

différence entre ces deux fréquences = la fréquence intermédiaire (MF). Il faut donc :

$$FL = FI + MF$$

ou  $FL = FI - MF$

Ces deux solutions produisent également la MF. C'est la première cependant qui est adoptée.

*Quelle raison a déterminé ce choix ?*

Le circuit oscillant d'accord et le circuit oscillant d'hétérodyne sont composés chacun d'une bobine et d'un condensateur variable.

Les deux condensateurs variables sont identiques mécaniquement et électriquement. Ils sont montés sur un axe unique qui permet la monocommande. Les deux bobines sont les deux organes qui doivent différer car les deux circuits doivent couvrir deux bandes de même largeur mais décalées d'une fois la moyenne fréquence.

Exemple : La bande petites ondes va de 500 à 1500 Kc. et doit être couverte par le circuit d'accord grâce au jeu du condensateur variable dont la capacité maximum + les capacités parasites est C et la capacité minimum c. La bande a une largeur de 1500 Kc. — 500 Kc. = 1000 Kc.

Il est donc nécessaire que le circuit d'oscillation puisse couvrir au moins 1000 Kc.

Si la moyenne fréquence est 450 Kc., l'hétérodyne devra couvrir de 500 Kc. + 450 Kc. = 950 Kc. à 1500 Kc. + 450 Kc. = 1950 Kc.  
ou

de 500 Kc. — 450 Kc. = 50 Kc. à 1500 Kc. — 450 Kc. = 1050 Kc.

Le condensateur étant imposé et identique au condensateur d'accord, nous ne pouvons opérer que par le choix d'une autre bobine.

*Dans ce cas, il sera impossible de couvrir la bande de 50 à 1050 Kc. avec une bobine ayant un plus grand coefficient de self-induction que celui de la bobine d'accord, alors qu'il sera possible de couvrir plus que la bande de 950 à 1950 Kc. avec une bobine dont le coefficient de self-induction est plus petit que celui de la bobine d'accord.*

Voici l'explication de cette assertion.

Le problème peut se poser comme suit :

Nous disposons de deux circuits oscillants ayant des condensateurs variables identiques dont la capacité maximum est C et la capacité minimum c. Le bobinage de l'un a un coefficient de self-induction (L) plus grand que celui de l'autre (l).

Lequel des deux circuits oscillants permettra de couvrir la bande de fréquence la plus étendue ?

Solution :

On sait que la formule de Thomson donne la fréquence d'un circuit oscillant en fonction du coefficient de self-induction mesuré en henrys et de la capacité mesurée en farads :

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}} \quad (14)$$

Analysons successivement les deux circuits oscillants.

Le premier : Inductance L.

Lames du condensateur engagées :  $F = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Lames du condensateur sorties :  $F' = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}}$

Bandes couverte :

$$F' - F = \frac{1}{2\pi\sqrt{Lc}} - \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{LCc}} \quad (a)$$

Le deuxième circuit, par un calcul identique et pour un coefficient de self-induction  $l$  donnera :

$$\text{Bande couverte : } \frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{lCc}} \quad (b)$$

Pour connaître laquelle des deux bandes couvertes est la plus grande, il suffit d'examiner les deux fractions (a) et (b) que nous transcrivons ci-dessous pour les comparer.

$$\frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{LCc}} \quad \text{et} \quad \frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{lCc}}$$

Elles ont même numérateur. Donc, la plus grande sera celle qui a le plus petit dénominateur.

Or,  $L > l$ .

Donc,  $\sqrt{L} > \sqrt{l}$ .

Multiplions ces deux expressions par  $2\pi\sqrt{Cc}$  ;

il vient  $2\pi\sqrt{LCc} > 2\pi\sqrt{lCc}$

Donc,  $\frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{LCc}} < \frac{\sqrt{C} - \sqrt{c}}{2\pi\sqrt{lCc}}$

Donc, la bande couverte avec le bobinage de coefficient de self-induction  $l$  est plus grande que l'autre.

Concluons :

Bobine plus petite = fréquence plus élevée et bande plus large.  
Il est donc nécessaire de choisir la fréquence locale supérieure à la fréquence incidente.

#### POSSIBILITÉ D'ALIGNEMENT DES CIRCUITS D'ACCORD ET D'HÉTÉRODYNE

Nous avons vu, au paragraphe précédent, qu'il est possible de couvrir avec l'hétérodyne une bande plus large qu'avec le circuit d'accord.

Ceci est certes intéressant, car, sans cela, nous serions obligés de nous limiter à recevoir, à l'accord, une bande dont la largeur ne dépasserait pas celle de la bande couverte par l'hétérodyne.

Si les condensateurs d'accord et d'hétérodyne ont des commandes séparées, le problème est résolu ; il suffira de ne pas utiliser toute la course du condensateur d'hétérodyne. Mais si l'on veut réaliser la monocommande, il est de toute évidence que l'on ne pourra avoir la concordance de réglage qu'en un seul point de la gamme, puisqu'une variation égale de capacité des deux condensateurs entraîne une variation plus grande pour la fréquence d'hétérodyne que pour la fréquence d'accord.

Que faire ?

*Une première solution* a été proposée et réalisée commercialement en 1930.

Les deux condensateurs sont égaux, mais celui d'accord porte une lame mobile supplémentaire commandée séparément.

Les deux circuits oscillants sont réglés de façon que le point de concordance se trouve vers le haut (en fréquence) de la bande reçue. Le circuit d'accord étant très amorti, n'empêchera pas une onde incidente du bas (en fréquence) de la bande, de venir interférer avec la fréquence locale, même si le circuit d'accord n'est pas réglé exactement sur la fréquence incidente. L'onde sera dès lors entendue. Le réglage de l'accord pourra se parfaire au moyen de la lame mobile supplémentaire qui, en somme, est un condensateur d'appoint.

Ceci n'est pas une véritable monocommande, puisqu'elle doit se faire en deux temps. Système abandonné.

*Deuxième solution.*

Le condensateur d'hétérodyne a une capacité variable utile inférieure à celle du condensateur d'accord. Cette capacité est calculée de façon que les deux circuits couvrent deux bandes de même

largeur mais décalées d'une fois la moyenne fréquence. De plus, les lames du condensateur variable sont profilées de telle sorte qu'il y ait concordance de réglage sur tous les points de la bande couverte.

Solution théoriquement idéale, s'il n'y avait qu'une seule gamme d'onde à couvrir. Mais si le profil des lames convient à la gamme des petites ondes, il ne convient pas aux autres gammes (G. O. et O. C.) pour lesquelles le récepteur est construit. Une section spéciale du condensateur profilé devrait être établie pour chaque gamme à couvrir. Mais ce n'est pas tout. Dans tout circuit oscillant monté, il y a des capacités parasites qui peuvent différer d'un récepteur à l'autre. Si le constructeur du condensateur a profilé ses lames en se basant sur un récepteur type, il est fort probable que ce profil ne conviendra pas aux récepteurs de série, dont les connexions peuvent précisément donner des capacités parasites différentes. De plus, ce système ne contient pas de condensateur d'appoint. La correction de certains petits décalages d'alignement n'est donc pas possible. Système abandonné.

*Troisième solution, actuellement généralisée.*

C'est la méthode des condensateurs d'appoint, trimmer et padding associés au condensateur d'hétérodyne (fig. 77).

Le trimmer est un condensateur ajustable qui se met en parallèle avec le condensateur variable (*t* à droite de la fig. 77).

Le padding est un condensateur ajustable qui se monte en série avec le condensateur variable (*p* de la fig. 77).

Afin de comprendre leur rôle exact, il est nécessaire de rappeler comment se comportent deux condensateurs associés en parallèle ou en série :

En parallèle :  $C = C_1 + C_2$  (formule 3, page 14).

En série :  $\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$  ;  $C_1 \cdot C_2 = CC_2 + CC_1$  ;

$$C_1 \cdot C_2 = C \cdot (C_1 + C_2).$$

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (\text{formule 5, page 15}).$$

Examinons le rôle de chacun des ajustables en choisissant des valeurs utilisées dans la pratique.

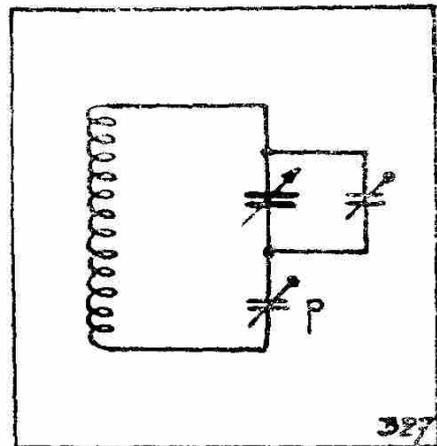


Fig. 77.

Supposons une gamme à recevoir allant de 500 à 1500 Kc. et une MF de 450 Kc. Le circuit d'oscillation devra couvrir la gamme de 950 à 1950 Kc.

Nous savons qu'avec un condensateur d'hétérodyne identique au condensateur d'accord, il faudra choisir une bobine dont le coefficient de self-induction soit plus petit. Nous savons aussi que la bande couverte sera plus large pour le circuit d'hétérodyne que pour le circuit d'accord.

Afin de permettre la commande unique, les deux condensateurs d'accord et d'hétérodyne sont identiques et jumelés, ce qui signifie qu'un angle quelconque de rotation des rotors provoque une variation égale de la capacité variable utile de chacun des condensateurs.

*Quelle sera l'action du trimmer ?*

Supposons un condensateur de 500  $\mu\mu\text{F}$ . de capacité maximum et de 30  $\mu\mu\text{F}$ . de résiduelle. Plaçons un trimmer de 20  $\mu\mu\text{F}$ . La bobine d'oscillation aura  $L_o$  henry de coefficient de self-induction. En appliquant la formule de Thomson, nous trouvons pour le condensateur, lames engagées, sans trimmer

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 500 \cdot 10^{-12}}}$$

$$\text{Avec trimmer} \quad Ft = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot (500 + 20)}}$$

Les lames étant sorties :

$$\text{sans trimmer} \quad F' = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 30}}$$

$$\text{avec trimmer} \quad F't = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot (30 + 20)}}$$

$$\begin{aligned} \frac{Ft}{F} &= \frac{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 520}}}{\frac{1}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 500}}} = \frac{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 500}}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 520}} = \frac{\sqrt{500}}{\sqrt{520}} \\ &= \frac{2\sqrt{125}}{2\sqrt{130}} = \frac{11,1803}{11,4018} \end{aligned}$$

$$Ft = \frac{11,1803}{11,4018} F$$

$$\frac{F't}{F'} = \frac{1}{\frac{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 50}}{1}} = \frac{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 30}}{2\pi\sqrt{L_o \cdot 10^{-12} \cdot 50}} = \frac{\sqrt{30}}{\sqrt{50}} = \frac{5,4772}{7,0711}$$

$$F't = \frac{5,4772}{7,0711} F'$$

Il apparaît immédiatement, à l'examen des chiffres ci-dessus, que l'application d'un trimmer réduit la fréquence extrême, la plus haute à ses 5/7 environ et a une action presque nulle sur la fréquence extrême la plus basse.

La bande couverte perd donc de sa largeur et ce sont les fréquences élevées qui sont sacrifiées.

*Quelle sera l'action du padding ?*

Le trimmer étant appliqué, supposons que la capacité utile variable aille de 50 à 520  $\mu\mu\text{F}$ . et couvre la gamme de  $F'$  à  $F$ .

Installons un padding de 2000  $\mu\mu\text{F}$ .

D'après la formule (5) donnant la valeur des condensateurs en série :

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2}$$

les valeurs 50 à 520  $\mu\text{F}$  deviendront respectivement :

$$50 \text{ devient } \frac{50 \times 2\,000}{50 + 2\,000} = \frac{100\,000}{2\,050} = 48,7 \mu\mu\text{F}.$$

$$520 \text{ devient } \frac{520 \times 2\,000}{520 + 2\,000} = \frac{1\,040\,000}{2\,520} = 412 \mu\mu\text{F}.$$

Il est inutile de pousser plus loin les calculs en cherchant de combien varieront les fréquences extrêmes pour se rendre compte immédiatement que toutes deux seront augmentées, mais que l'action du padding étant beaucoup plus grande sur les fréquences les plus basses, la différence entre les extrêmes diminuera.

En résumé, l'action combinée du trimmer et du padding aura pour effet de rapprocher les fréquences extrêmes que la capacité variable utile du condensateur d'hétérodyne peut couvrir.

Nous nous rapprochons évidemment de la concordance des deux courbes d'accord et d'hétérodyne.

#### EXPLICATION GRAPHIQUE

Soit à aligner un changeur de fréquence sur la gamme P. O., de 500 Kc. à 1500 Kc. avec deux sections de condensateurs variables dont la capacité varie entre  $c$  et  $C \mu\mu\text{F}$ .

La figure 78 est constituée comme suit :

Sur l'axe horizontal, les variations de la capacité des condensateurs d'accord et d'hétérodyne de  $c$  à  $C$  micromicrofarads.

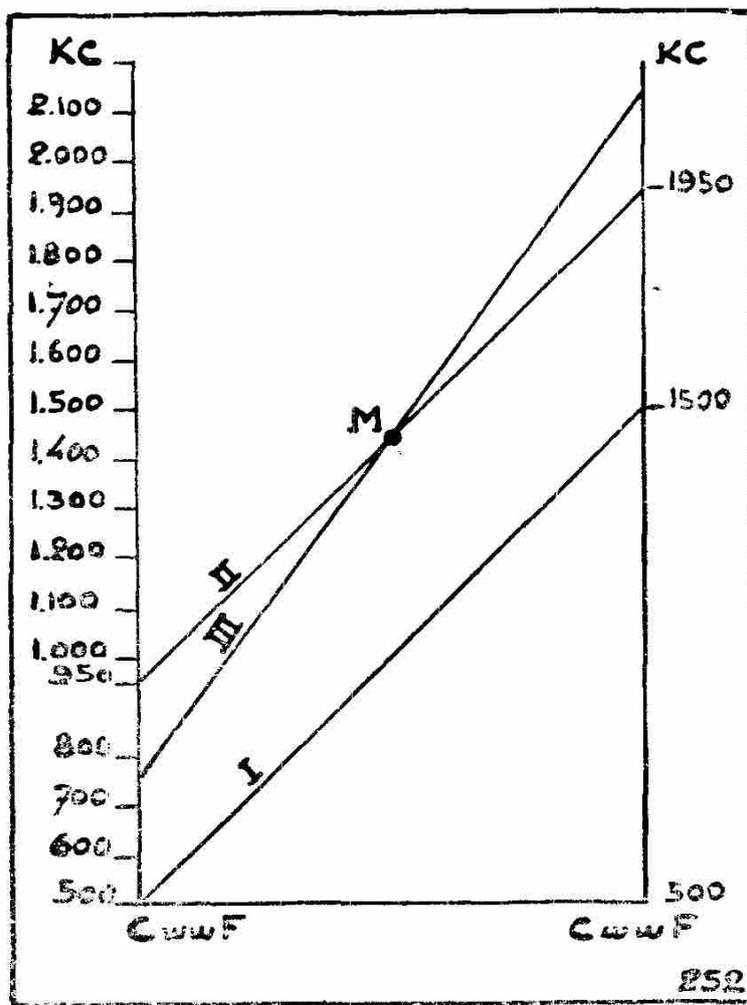


Fig. 78.

Sur les axes verticaux, à gauche et à droite, en Kc., les fréquences à partir de 500.

La droite I représente la variation de fréquence d'accord en fonction de la capacité du condensateur d'accord.

La fréquence intermédiaire étant supposée de 450 Kc., la courbe II est la droite qui représente la variation idéale, en fréquence, du circuit d'hétérodyne, soit de  $500 + 450 = 950$  Kc. à  $1500 + 450 = 1950$  Kc.

Pour obtenir une fréquence plus élevée avec une même capacité, il faut un coefficient de self-induction plus petit.

Mais, une bobine dont le coefficient de self-induction est plus petit donnera une bande plus large. Il sera donc impossible d'obtenir la droite II avec un condensateur d'hétérodyne identique au condensateur d'accord.

On peut cependant faire en sorte que la droite III, qui représente les variations réelles de la fréquence locale, croise la droite II en un point. De plus, par le choix du coefficient de self-induction de la bobine d'oscillation, on peut faire en sorte que ce point de croisement se trouve précisément au milieu (en fréquence) de la droite II.

La droite III est évidemment plus inclinée que la droite II puisque la bande couverte par la bobine d'oscillation est supérieure à celle de la bobine d'accord.

Pour plus de clarté dans le graphique, nous avons volontairement exagéré ce supplément d'inclinaison, nous réservant de revenir

plus loin sur des calculs exacts avec des valeurs réellement utilisées dans la pratique.

*Effet du trimmer seul.*

Plaçons un trimmer en parallèle sur le condensateur d'hétérodyne. Son action sera grande en haut de gamme et presque nulle en bas de gamme (fig. 79).

La droite III pourra, avec une valeur convenable du trimmer, prendre la forme IV, se rapprochant donc considérablement du haut de la droite idéale II.

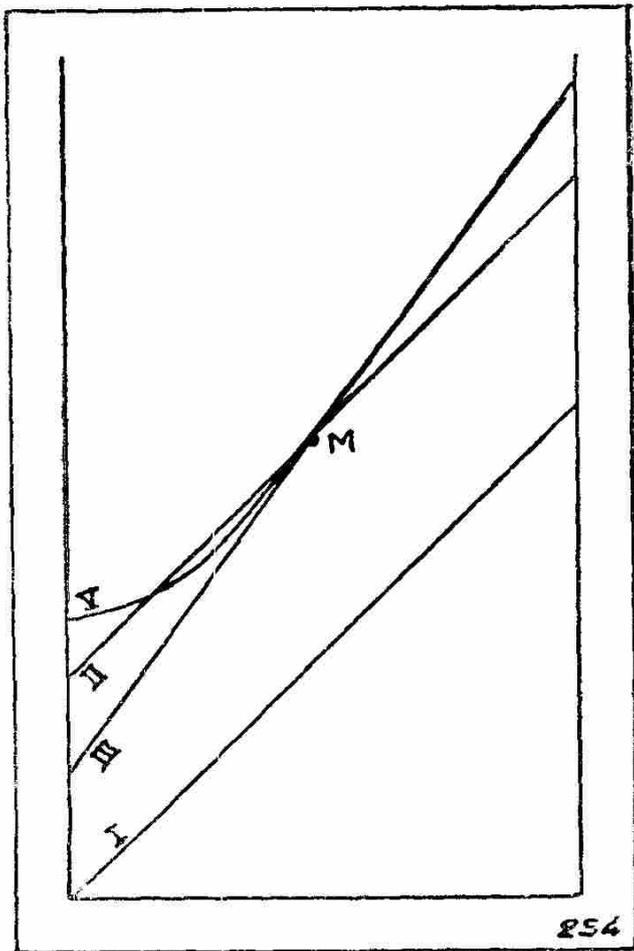


Fig. 80.

*Effet du trimmer et du padding.*

Le trimmer et le padding agissant simultanément donneront une courbe VI qui coupe en trois points la droite idéale (fig. 81). Si ces trois points sont judicieusement choisis, la courbe VI et la droite

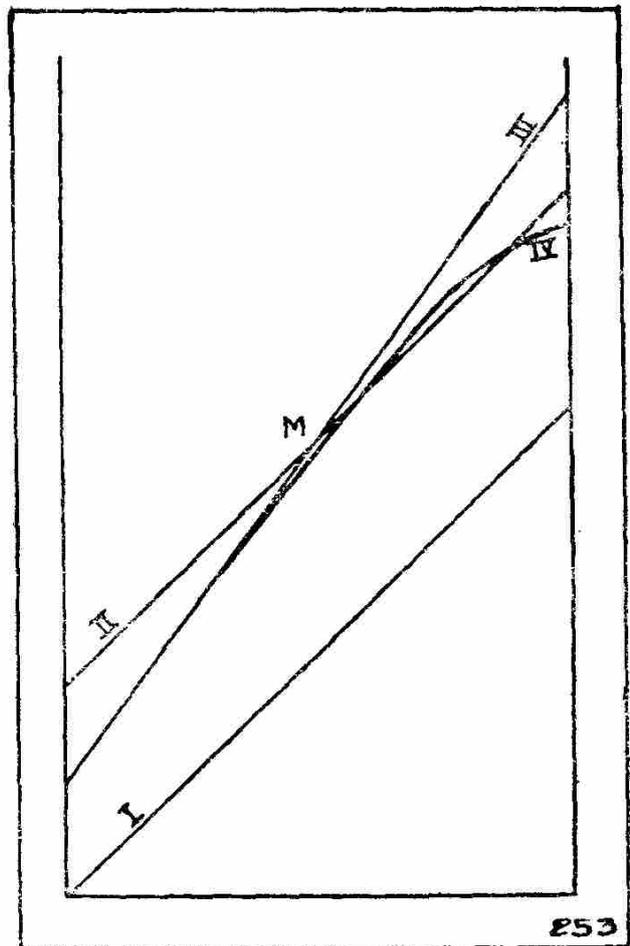


Fig. 79.

*Effet du padding seul.*

Plaçons un padding en série avec le condensateur d'hétérodyne. Son action sera grande en bas de gamme et faible en haut de gamme (fig. 80).

La droite III pourra, avec une valeur convenable du padding, prendre la forme de la courbe V, se rapprochant considérablement du bas de la droite idéale II.

idéale II ne seront pas loin de coïncider et l'alignement du poste sera réalisé.

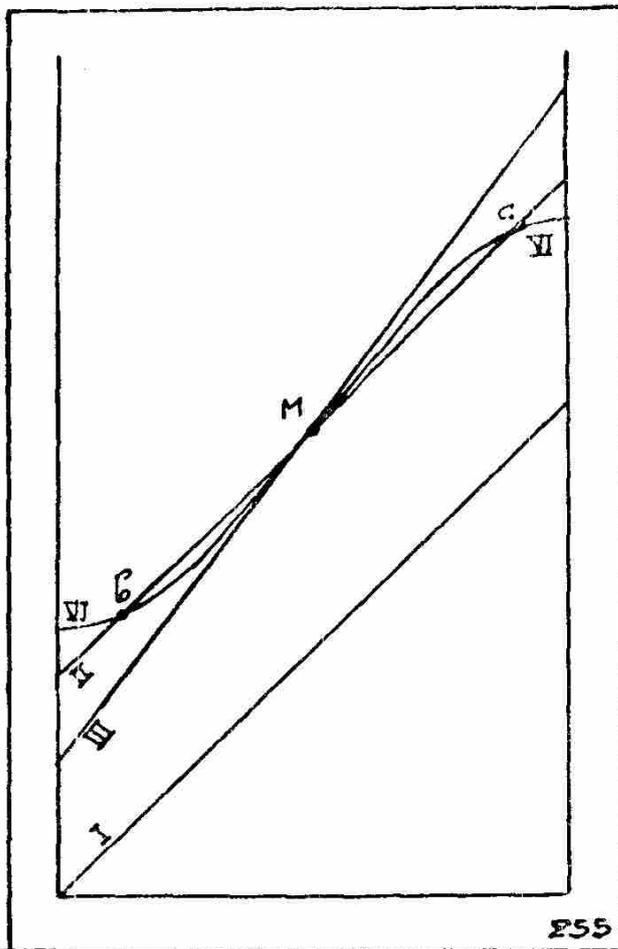


Fig. 81.

Il semble que le choix judicieux de ces trois points dépend d'une simple notion géométrique et que les trois recouvrements doivent se faire à  $1/8$ ,  $4/8$  et  $7/8$  de la différence des fréquences extrêmes. Or, les fréquences extrêmes sont 1500 et 500 Kc.; la différence 1000 Kc.;  $1/8 = 125$  Kc.,  $4/8 = 500$  Kc.,  $7/8 = 875$  Kc.

C'est donc aux points  
 $500 \text{ Kc.} + 125 \text{ Kc.} = 625 \text{ Kc.}$ ,  
 $500 + 500 = 1000 \text{ Kc.}$  et  
 $500 \text{ Kc.} + 875 \text{ Kc.} = 1375 \text{ Kc.}$   
 que doit se faire la coïncidence avec les  
 $625 + 450 = 1075 \text{ Kc.}$ ,  
 $1000 + 450 = 1450 \text{ Kc.}$  et  
 $1375 + 450 = 1825 \text{ Kc.}$  de la fréquence d'oscillation.

Il est de toute évidence que pour un alignement correct sur chacune des bandes G. O., P. O.

et O. C., chaque circuit d'hétérodyne devra être muni de son trimmer propre et de son padding propre.

#### EXEMPLE DE CALCUL DES BOBINAGES D'ACCORD D'UN RÉCEPTEUR A CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Ce paragraphe aurait fort bien pu faire partie du tome III, qui a pour but de former le « Technicien de Laboratoire ». C'est, en effet, au laboratoire que l'on conçoit, calcule et dessine un nouveau type d'appareil. Mais, le radiotechnicien, qui doit mettre au point les récepteurs de série, doit connaître la façon de calculer les divers circuits d'un récepteur s'il veut « être maître » des manipulations de la mise au point. En particulier, il doit régler l'amplificateur MF et aligner le récepteur. Nous ferons donc, à son intention, un essai de calcul des bobinages et condensateurs nécessaires à la réalisation de la partie HF de tout appareil récepteur.

Nous choisirons des chiffres réels et nous nous baserons sur les

standards proposés en France peu avant la guerre. Nous ne discuterons pas ces normes, qui ont certes des qualités et des défauts. Nous essayerons d'appliquer les connaissances que le lecteur a acquises jusqu'ici par l'étude du présent ouvrage.

Voici donc des chiffres extraits des standards.

Ondes longues	(G. O.)	800 à 2000 mètres.
Ondes moyennes	(P. O.)	195 à 563 mètres.
Ondes courtes	(O. C.)	18 à 52 mètres.
Condensateurs variables		Capacité maximum 460 $\mu\mu\text{F}$ .
		Capacité minimum 15 $\mu\mu\text{F}$ .

Quels sont les chiffres qui nous manquent pour réaliser un récepteur ?

Le coefficient de self-induction des bobines d'accord pour chaque gamme et les valeurs des trimmers.

Nous penserons immédiatement à écarter les chiffres donnés en longueurs d'ondes et à les remplacer par les fréquences correspondantes.

D'après la formule (16), page 34,  $F = v/\lambda$  ; 800 à 2000 m. correspondent aux fréquences 375 000 à 150 000 cycles/s. ; 195 à 563 m. correspondent aux fréquences 1 538 461 à 532 859 cycles/s. ; 18 à 52 m. correspondent aux fréquences 16 666 666 à 5 769 230 cycles/s.

*Une parenthèse.*

Il est curieux et regrettable qu'en Europe on s'exprime tantôt en longueurs d'ondes, tantôt en fréquences. En Amérique, au contraire, il n'est question que de fréquences et cela vaut beaucoup mieux. La fréquence est une chose réelle, mesurable. La longueur d'onde est fictive ; c'est le résultat d'un calcul qui fait intervenir un élément supplémentaire : la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques. Je conseillerai donc au lecteur de s'efforcer de penser en fréquences et non en longueurs d'ondes et d'essayer de faire admettre dans le langage usuel de son entourage qu'un tel poste émet sur 1000 Kc., par exemple, plutôt que sur 300 mètres. Certains ouvrages s'expriment en longueurs d'ondes pour les G. O. et les P. O., mais en fréquences pour les O. C. Mais jamais on ne donne la longueur d'onde pour les moyennes fréquences. Il faut admettre que tout cela est incohérent et qu'il est bien plus simple et plus pratique de tout exprimer en fréquences.

Rappelons en passant que « cycle », « kilocycle » et « mégacycle » sont encore des abréviations en usage, mais incorrectes. En effet, on dit « une fréquence de 100 Kc. » et on sous-entend « par seconde ».

On devrait dire «une fréquence de 100 Kc./s.» ou «100 kilohertz». Le hertz est l'unité qui correspond au cycle par seconde. Cette abréviation est admise et prête rarement à confusion.

#### ETUDE DU CIRCUIT D'ACCORD

##### *Problème général.*

Mais, revenons à nos calculs et posons tout d'abord le problème général. Il nous donnera l'occasion d'établir quelques formules du plus haut intérêt, car elles nous permettront de résoudre rapidement quelques applications numériques.

Soit à couvrir la gamme de  $F$  à  $F'$  hertz, avec un condensateur variable dont la variation de capacité (capacité maximum — capacité minimum) est  $d$ .

Quel coefficient de self-induction ( $L_a$ ) faut-il choisir pour la bobine d'accord ?

Quelles seront les capacité maximum  $C$  et minimum  $c$  du circuit oscillant ?

Remarques : 1)  $F$  est plus petit que  $F'$ . Donc, c'est  $F$  qui correspondra à la capacité  $C$  et  $F'$  à la capacité  $c$ .

2) Il serait absurde d'indiquer la capacité maximum et la capacité minimum du condensateur variable, car il faut ajouter à celles-ci la capacité répartie de la bobine, la capacité des connexions, du combinateur, du trimmer et la capacité d'entrée du tube.

La capacité minimum du circuit oscillant est donc supérieure à celle du condensateur variable et est égale à la résiduelle du condensateur variable + les capacités parasites énumérées ci-dessus. Or, certaines de ces capacités parasites sont différentes quand on passe d'une gamme à une autre. Une seule chose est invariable, c'est la différence entre la capacité maximum et la capacité minimum du condensateur, qui est égale à la différence entre la capacité maximum et la capacité minimum du circuit oscillant.

D'après la formule (21), page 46,

$$C = \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L_a}$$

$$c = \frac{1}{4 \pi^2 F'^2 L_a}$$

De là, nous pouvons tirer la valeur du coefficient de self-induction  $L_a$  de la bobine d'accord. En effet,

$$C - c = \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L_a} - \frac{1}{4 \pi^2 F'^2 L_a}$$

Mais,  $C - c = d$ . Donc,

$$\begin{aligned}
 d &= \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L_a} - \frac{1}{4 \pi^2 F'^2 L_a} \\
 d &= \frac{F'^2 - F^2}{4 \pi^2 F^2 F'^2 L_a} \\
 L_a &= \frac{F'^2 - F^2}{4 \pi^2 F^2 F'^2 d} \quad (28)
 \end{aligned}$$

Le coefficient de self-induction étant connu, la formule (21), page 46, nous donne immédiatement la valeur de  $c$ .

$$c = \frac{1}{4 \pi^2 F'^2 L_a}$$

dans laquelle nous remplaçons  $L_a$  par sa valeur donnée par (28).

$$\begin{aligned}
 c &= \frac{1}{\frac{4 \pi^2 F'^2 (F'^2 - F^2)}{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}} = \\
 c &= \frac{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}{4 \pi^2 F'^2 (F'^2 - F^2)} \text{ en simplifiant par } 4 \pi^2 F'^2 \\
 c &= \frac{F^2 d}{F'^2 - F^2} \quad (29)
 \end{aligned}$$

La capacité maximum  $C$  du circuit oscillant sera évidemment

$$C = c + d.$$

On aurait pu calculer de la même manière la valeur de  $C$ . Nous conseillons au lecteur de faire lui-même ce calcul, comme exercice, puis de contrôler ensuite avec la solution ci-dessous.

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{1}{4 \pi^2 F^2 L_a} \\
 C &= \frac{1}{\frac{4 \pi^2 F^2 (F'^2 - F^2)}{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}} \\
 C &= \frac{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}{4 \pi^2 F^2 (F'^2 - F^2)} \\
 C &= \frac{F'^2 d}{F'^2 - F^2} \quad (30) \\
 \text{et } c &= C - d.
 \end{aligned}$$

Comme vérification, en soustrayant la valeur de  $c$  dans (29) de la valeur de  $C$  dans (30), on doit trouver  $d$ . Contrôlons :

$$\frac{F'^2 d}{F'^2 - F^2} - \frac{F^2 d}{F'^2 - F^2} = \frac{F'^2 d - F^2 d}{F'^2 - F^2} = \frac{d (F'^2 - F^2)}{F'^2 - F^2} = d.$$

Nous sommes armés pour résoudre le problème numérique.

Les standards nous donnent la capacité maximum  $460 \mu\mu F$  et la capacité minimum  $15 \mu\mu F$  du condensateur, qu'il ne faut pas confondre avec  $C$  et  $c$  (du problème général) qui sont les capacités maximum et minimum du circuit oscillant. Mais ces chiffres, 460 et 15, nous donnent la valeur de  $d$ , différence invariable entre capacités maximum et minimum du condensateur *ou* du circuit oscillant.

$$\text{Donc, } d = 460 \mu\mu F - 15 \mu\mu F = 445 \mu\mu F.$$

Dans les formules dérivées de la formule de Thomson (14), les capacités doivent être exprimées en farads. Donc nous utiliserons

$$d = 445 \mu\mu F = 0,000\ 000\ 000\ 445 \text{ farad} = 445 \cdot 10^{-12} \text{ farad.}$$

Grandes ondes.

a) Quelles est la valeur du coefficient de self-induction de la bobine d'accord G. O. pour  $F = 150\ 000$  hertz  $= 150 \cdot 10^3$ .

$$F' = 375\ 000 \text{ hertz} = 375 \cdot 10^3.$$

D'après (28)

$$L_a = \frac{F'^2 - F^2}{4 \pi^2 F^2 F'^2 d}$$

$$L_a = \frac{(375 \cdot 10^3)^2 - (150 \cdot 10^3)^2}{4 \cdot 3,14^2 (150 \cdot 10^3)^2 \cdot (375 \cdot 10^3)^2 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}$$

$$L_a = \frac{375^2 \cdot 10^6 - 150^2 \cdot 10^6}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 150^2 \cdot 10^6 \cdot 375^2 \cdot 10^6 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}$$

$$L_a = \frac{10^6 (375^2 - 150^2)}{4 \cdot 150^2 \cdot 375^2 \cdot 445}$$

$$L_a = 0,002127 \text{ henry} = 2127 \cdot 10^{-6} \text{ henry} = 2127 \mu h.$$

b) Quelle est la capacité minimum du circuit oscillant ?

D'après (29)

$$c = \frac{F^2 d}{F'^2 - F^2}$$

$$c = \frac{(150 \cdot 10^3)^2 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}{(375 \cdot 10^3)^2 - (150 \cdot 10^3)^2}$$

$$c = \frac{150^2 \cdot 10^6 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}{(375^2 \cdot 10^6) - (150^2 \cdot 10^6)}$$

$$c = \frac{150^2 \cdot 445 \cdot 10^{-6}}{(375^2 - 150^2) \cdot 10^6}$$

$$c = \frac{150^2 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}{375^2 - 150^2}$$

$$c = 84 \cdot 10^{-12} \text{ farad} = 84 \mu\mu\text{F.}$$

c) Quelle est la capacité maximum du circuit oscillant ?

$$C = c + d = 84 \mu\mu\text{F} + 445 \mu\mu\text{F} = 529 \mu\mu\text{F.}$$

Les standards réclament une capacité résiduelle de  $15 \mu\mu\text{F}$  et une bobine dont la capacité répartie soit de  $28 \mu\mu\text{F}$ , soit en tout  $28 \mu\mu\text{F} + 15 \mu\mu\text{F} = 43 \mu\mu\text{F}$ .

La somme des capacités parasites et du trimmer sera donc égale à  $84 \mu\mu\text{F} - 43 \mu\mu\text{F} = 41 \mu\mu\text{F}$ .

Le trimmer G. O. pourra donc ne pas dépasser  $41 \mu\mu\text{F}$ . Notre calcul est donc en parfait accord avec les standards français qui réclament sur chaque bobine d'accord un trimmer de  $40 \mu\mu\text{F}$ .

Petites ondes.

En petites ondes, le problème est exactement le même. Seules, les valeurs numériques de  $F$  et de  $F'$  diffèrent.

$$F = 532\,859 \text{ hertz.}$$

$$F' = 1\,538\,461 \text{ hertz.}$$

a) Coefficient de self-induction de  $L_a$  :

$$\text{D'après (28), } L_a = \frac{F'^2 - F^2}{4 \pi^2 F'^2 F^2 d}$$

$$L_a = \frac{1\,538\,461^2 - 532\,859^2}{4 \cdot 3,14^2 \cdot 1\,538\,461^2 \cdot 532\,859^2 \cdot 445 \cdot 10^{-12}} = 177 \mu\text{h.}$$

b) Capacité minimum du circuit oscillant :

$$\text{D'après (29), } c = \frac{F^2 d}{F'^2 - F^2}$$

$$c = \frac{532\,859^2 \cdot 445 \cdot 10^{-12}}{1\,538\,461^2 - 532\,859^2} = 60 \cdot 10^{-12} \text{ farad} = 60 \mu\mu\text{F.}$$

c) Capacité maximum du circuit oscillant :

$$C = c + d = 60 \mu\mu\text{F} + 445 \mu\mu\text{F} = 505 \mu\mu\text{F.}$$

Or, les standards réclament une résiduelle de  $15 \mu\mu\text{F}$  et une capacité répartie de  $18 \mu\mu\text{F}$ , soit en tout  $33 \mu\mu\text{F}$ . La somme des capacités

parasites et du trimmer aura une valeur de  $60 \mu\mu\text{F} - 33 \mu\mu\text{F} = 27 \mu\mu\text{F}$ .

Le trimmer pourra donc ne pas dépasser  $27 \mu\mu\text{F}$ .

Ondes courtes.

Nous laisserons au lecteur le soin de résoudre le même problème pour les ondes courtes, nous réservant d'y revenir dans le tome III, au chapitre du calcul total d'un prototype. Il s'agit d'ailleurs simplement d'une application numérique des formules (28) et (29), pour lesquelles

$$F = 16,666\dots \text{ mégacycles.}$$

$$\text{et } F' = 5,769\ 230 \text{ mégacycles.}$$

$$d \text{ est toujours } 445 \mu\mu\text{F.}$$

*Une remarque :*

Nous avons trouvé que le trimmer G. O.  $= 41 \mu\mu\text{F}$  et que le trimmer P. O.  $= 27 \mu\mu\text{F}$ .

Ces deux chiffres sont des maxima qui, en pratique, ne sont jamais atteints, puisque cette valeur d'appoint comprend non seulement le trimmer, mais la capacité d'entrée du tube, celle du culot, des connexions, du combinateur. Or, les trois dernières sont variables d'un récepteur à l'autre ; la capacité répartie de la bobine diffère aussi d'une gamme à l'autre. Le trimmer devra donc être ajustable.

Nous sommes maintenant en possession de chiffres mathématiquement établis et qui montrent le non-sens d'un trimmer placé directement sur le condensateur variable et qui doit servir pour les deux, trois ou quatre gammes à couvrir. Il est donc nécessaire d'utiliser un trimmer séparé pour chaque bobine d'accord et de supprimer le trimmer commun établi par le fabricant de condensateurs variables. Celui-ci n'est utilisé que sur les postes pour lesquels on a tout sacrifié au « bon marché ». Le réglage n'est donc possible que sur une seule gamme. Ces postes ne peuvent porter la qualification d'« appareils sérieux ». Nous verrons mieux encore, après le calcul des bobinages et des trimmers et paddings des circuits d'hétérodyne que de tels récepteurs ne peuvent absolument pas être alignés.

Le calcul beaucoup plus compliqué des éléments des circuits d'hétérodyne sera exposé dans le tome III.

## CHAPITRE V

# RÉGLAGE ET ALIGNEMENT DES RÉCEPTEURS A CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

### Instrument de mesure et de contrôle

Le « technicien d'atelier » doit régler les appareils de série terminés. Parmi ceux-ci, il en est qui ne fonctionnent pas du tout ; ils sont en panne. C'est le rôle du technicien d'atelier de localiser le défaut de l'appareil. C'est lui aussi qui devra donner des indications pour remettre en état un appareil dont le fonctionnement est défectueux.

Pour ces divers travaux, le radiotechnicien doit effectuer des contrôles au moyen d'instruments de mesures : voltmètres, ampèremètres, etc. Il utilisera aussi d'une façon courante le voltmètre et l'hétérodyne modulée.

*Ces instruments, leur théorie, leur construction, leur étalonnage et leur utilisation seront étudiés dans le tome III en même temps que d'autres appareils dont l'usage est limité au laboratoire.*

Dans le tome II, nous ne donnerons qu'une description sommaire mais suffisante pour le but que nous nous sommes assignés.

### Le galvanomètre à cadre mobile

Le galvanomètre à cadre mobile est l'instrument qui sert de base au voltmètre, ampèremètre et autres instruments dérivés de ces derniers.

Il se compose d'un aimant dans l'entrefer duquel peut pivoter une bobine extra-légère (le cadre) solidaire d'une aiguille qui se déplace devant une échelle graduée.

Si on fait passer un courant continu dans l'enroulement de la bobine, un champ magnétique prend naissance et fait pivoter la bobine sur elle-même de façon que les lignes de force des deux champs magnétiques, celui de l'aimant et celui de la bobine soient parallèles et dirigés dans le même sens.

Un ressort de rappel tend à maintenir la bobine dans sa position

de départ. La puissance mécanique du ressort et la puissance magnétique du champ de la bobine sont donc antagonistes. L'aiguille peut se déplacer d'un angle d'environ 60 à 90°.

Certains galvanomètres à cadre mobile donnent la déviation totale de l'aiguille pour un courant de quelques microampères.

### **Le voltmètre à cadre**

Si l'on met en série un galvanomètre et une résistance, on peut brancher l'appareil aux bornes d'une source de courant continu. L'instrument ainsi constitué est un voltmètre. En effet, la résistance de l'ensemble, qui peut être considérable, limite le débit dans l'appareil, et l'intensité de ce courant est mesurée par le galvanomètre. La résistance étant connue, une simple application de la loi d'Ohm permet de connaître la différence de potentiel aux bornes de l'instrument. Bien entendu, l'utilisateur n'a aucun calcul à faire, car l'aiguille se déplace devant une échelle graduée en volts.

Plus la résistance en série est grande, moins l'instrument est sensible. Il peut donc mesurer des tensions plus élevées.

Les voltmètres utilisés en radiotechnique ont plusieurs sensibilités ; souvent : 1,5 V., 7,5 V., 30 V., 150 V., 300 V. et 750 volts.

Un voltmètre de qualité courante a une résistance de 333 ohms par volt, soit 500 volts pour la sensibilité 1,5 volt. Il existe des voltmètres dont la résistance va jusqu'à 20.000 ohms par volt.

Lors de l'achat d'un voltmètre, c'est sa résistance en ohms par volt qu'il faut envisager, en même temps que la robustesse de son système mobile.

Un bon voltmètre à cadre coûte toujours très cher.

Le voltmètre à cadre porte une borne positive et une borne négative. Lors d'une mesure, cette polarité doit être respectée.

Si l'on n'a aucune idée de la tension à mesurer, il est prudent et même nécessaire d'utiliser d'abord la borne où l'instrument est le moins sensible, donc où sa résistance est la plus grande.

Ces instruments ne conviennent que pour la mesure des tensions continues.

### **Le voltmètre à cadre pour courant alternatif**

C'est le même que le précédent, mais le constructeur y a adjoint un redresseur à oxyde. C'est donc le courant efficace redressé et transposé en volts efficaces sur l'échelle du cadran, qui est mesuré par l'instrument.

Ici, il n'y a évidemment pas de polarité à respecter.

## L'ampèremètre et le milliampèremètre

Si l'on met en parallèle un galvanomètre et une résistance, le courant aux bornes de l'instrument se partagera entre le système mobile et la résistance qui le shunte. Plus la résistance est petite, plus il y passe proportionnellement de courant. La proportion suivante explique le passage du courant :

$$\frac{\text{Intensité dans le galvanomètre}}{\text{Intensité dans le shunt}} = \frac{\text{Résistance du shunt}}{\text{Résistance du galvanomètre.}}$$

Ici également, la lecture sur le cadran se fait directement en milliampères ou en ampères.

Les ampèremètres utilisés couramment en radiotechnique ont plusieurs sensibilités : 3 mA, 30 mA, 300 mA, 1,5 A et 7,5 A.

Ils portent, comme les voltmètres, une borne positive et une borne négative. Cette polarité doit être respectée pour l'utilisation.

Pour mesurer une intensité, l'ampèremètre se place en série dans le circuit à mesurer. Si l'on n'a aucune indication sur l'intensité du courant à mesurer, on commence évidemment par utiliser l'instrument avec sa moindre sensibilité, par exemple 7,5 Amp., puis on passe successivement aux autres afin d'avoir une lecture plus aisée et une mesure plus précise.

## L'ampèremètre et le milliampèremètre pour courant alternatif

Comme pour les voltmètres alternatifs, les constructeurs ont adjoint à l'ampèremètre un redresseur à oxyde qui permet la lecture directement en ampères efficaces.

## L'outputmètre ou voltmètre de sortie

Il se compose d'un voltmètre pour courant alternatif en série avec un condensateur de forte capacité.

Il a pour but de mesurer la tension de la composante alternative d'un courant modulé qui circule dans le primaire d'un transformateur BF ou d'une bobine d'arrêt BF.

Il se branche donc aux bornes de l'enroulement dans lequel circule le courant modulé.

Le condensateur s'oppose au passage de la composante continue, et sa capacitance doit être aussi faible que possible pour les fréquences à mesurer. Deux ou quatre microfarads conviennent dans la plupart des cas.

Un condensateur électrolytique ne peut pas convenir, vu son courant de fuite qui ne lui permet pas d'effectuer la séparation des deux composantes.

### **Autres instruments dérivés du galvanomètre**

La liste des instruments dérivés du galvanomètre n'est pas close et nous reviendrons en détail sur chacun d'eux dans le tome III. Nous y étudierons en particulier les ohmètres et capacimètres.

### **L'hétérodyne modulée**

L'hétérodyne est un petit oscillateur à haute fréquence.

Il produit un faible courant à haute fréquence, dont la gamme couverte s'étend, pour certains appareils, de 50 Kc. à 20 Mc.

Ses deux qualités primordiales sont : la stabilité de la fréquence émise et l'exactitude de son étalonnage.

Un oscillateur à basse fréquence donne une fréquence musicale que l'on peut utiliser seule ou pour moduler l'onde à haute fréquence donnée par l'hétérodyne.

L'hétérodyne modulée est munie d'un potentiomètre qui sert d'atténuateur.

Pour l'usage, il y a deux bornes. L'une, masse, est réunie à la masse de l'appareil à mettre au point ; l'autre, sera réunie au point du poste où l'on désire appliquer une fréquence déterminée. Il y a toujours intérêt, pour parfaire un réglage, à réduire l'amplitude du signal par la manœuvre de l'atténuateur.

### **Le lampemètre**

Le lampemètre comporte la série complète de tous les modèles de sockets pour tubes anciens et modernes. Un appareil d'alimentation totale partant du réseau alternatif, permet d'appliquer à chaque électrode du tube à contrôler la tension qui lui convient. Un ou plusieurs milliampèremètres donnent l'intensité du courant de chacune des électrodes.

Les modèles diffèrent suivant les constructeurs et sont plus ou moins complets. Un notice accompagne toujours chaque appareil.

### **Le voltmètre à lampe**

C'est un voltmètre dont la résistance interne peut être considérée comme infinie. Il permet la mesure des tensions continues et des tensions alternatives à haute comme à basse fréquence.

\*  
\*\*

Le lecteur que la chose intéresse trouvera dans le tome III, la théorie, la construction, l'étalonnage et la pratique de tous ces instruments.

### Réglage et alignement des récepteurs au moyen de l'outputmètre

On utilise de préférence la sensibilité 30 volts du voltmètre alternatif qui correspond le mieux aux puissances sonores utilisées dans les postes de radio.

En cas de montage BF à un seul tube par étage, il se branche entre la plaque du tube de sortie et le + HT, ou, si l'on veut, aux bornes du transformateur de sortie (fig. 82).

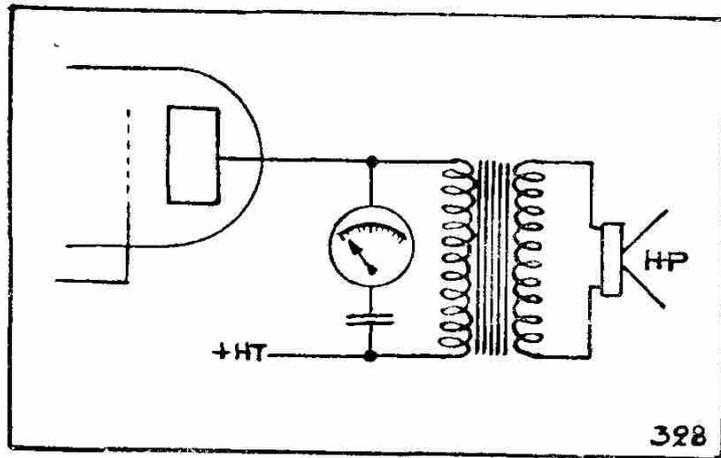


Fig. 82.

En cas de push-pull (fig. 83), il se branche entre les plaques des deux lampes finales entre lesquelles n'existe pas de différence de potentiel continue, et entre lesquelles se manifeste une différence de potentiel alternative en cas de modulation. Puisqu'il n'y a pas de courant continu de l'une à l'autre plaque, on peut utiliser comme outputmètre un simple voltmètre alternatif sans condensateur.

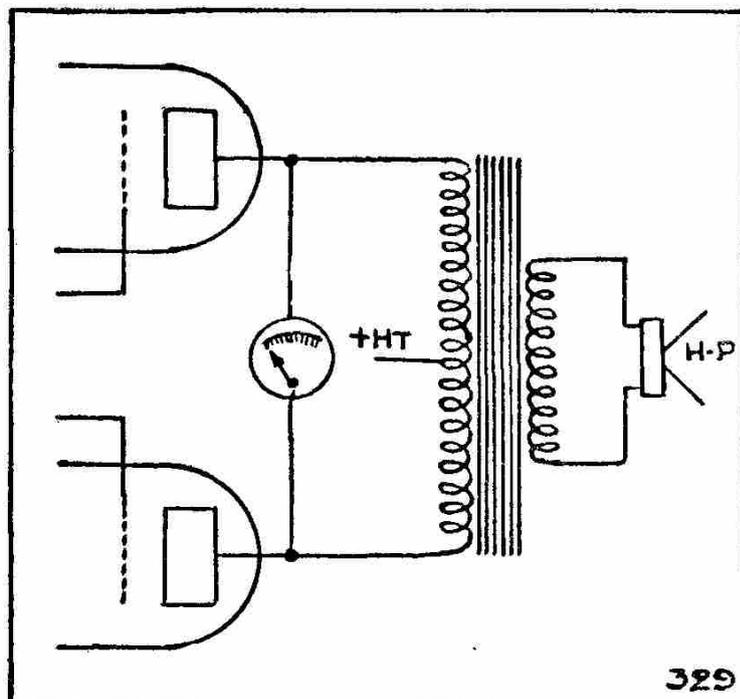


Fig. 83.

L'outputmètre ne peut être utilisé qu'avec l'hétérodyne en position « modulée ».

Le récepteur doit être sans C. A. S.

S'il est à sensibilité asservie, l'organe de contrôle automatique doit être supprimé. Pour cela, les sorties grilles des lampes contrôlées doivent être déconnectées du C. A. S. et reliées à la masse.

Il n'est jamais possible de faire un alignement sur l'onde d'un émetteur quelconque. En effet, sans modulation, l'outputmètre reste au zéro. Quand il y a modulation, il suit celle-ci. Il est donc nécessaire de disposer d'une hétérodyne très stable, capable de remplacer l'onde porteuse de l'émetteur, et cette hétérodyne doit être modulée par une fréquence acoustique non moins stable en fréquence comme en amplitude.

### Réglage des transformateurs M. F.

1. Brancher l'outputmètre comme indiquer ci-dessus.
2. Mettre le récepteur en marche, en ayant soin de court-circuiter le condensateur d'oscillation.
3. Régler l'hétérodyne sur la MF et en position « modulé ».
4. Appliquer la tension HF de l'hétérodyne entre la grille du tube MF et la masse.
5. Régler le potentiomètre de puissance du récepteur pour que l'aiguille de l'outputmètre se tienne vers le milieu de sa course, afin d'éviter la saturation de l'amplificateur BF, ainsi que le sifflement qui serait trop gênant pour l'opérateur, et d'éviter la détérioration de l'instrument de mesure.
6. Régler les deux condensateurs ajustables du deuxième transformateur MF, de façon à obtenir le maximum de déviation de l'aiguille.
7. Sitôt le réglage dégrossi, faire intervenir l'atténuateur et régler avec précision.
8. Appliquer l'oscillation HF entre la grille du tube précédent et la masse et reprendre les points 5, 6 et 7, en opérant sur le premier transformateur MF.
9. Parfaire une dernière fois le réglage en opérant sur les quatre condensateurs ajustables, avec l'atténuateur presque au minimum.
10. Si le récepteur comportait deux étages MF, donc trois transformateurs, on appliquerait la tension HF entre la grille de la lampe précédente et la masse et on opérerait comme ci-dessus, sur le transformateur n'ayant pas encore été réglé, puis sur les trois transformateurs pour figurer le réglage.

### Alignement du récepteur

RAPPEL : On se souviendra que le trimmer agit dans le haut (en fréquence) de la gamme et le padding dans le bas.

14. Retoucher le padding P. O. de façon à obtenir une déviation maximum de l'outputmètre comme au n° 7.

15. Répéter la même opération jusqu'à ce que l'aiguille du récepteur soit sur le repère de la R. N. B. et que l'outputmètre indique un maximum de tension téléphonique comme au n° 8.

16. Revenir au réglage de Lille, afin de s'assurer que la retouche du padding n'a pas dérangé le réglage des deux ou des trois trimmers.

17. Revenir une dernière fois à la R. N. B., retoucher s'il y a lieu le padding. Si ces différents réglages ont été faits soigneusement, l'alignement P. O. est terminé.

#### RÉGLAGE DE LA GAMME DES GRANDES ONDES

Si le poste est monté avec des trimmers distincts pour chaque gamme, on fera le même travail en utilisant Luxembourg en haut de gamme, 232 Kc. (trimmers) et Huizen en bas de gamme (padding).

Si le poste n'a pas de trimmers spéciaux G. O., il faudra se garder de toucher en quoi que ce soit aux trimmers déjà ajustés en P. O. et se borner au réglage du padding G. O. en utilisant non plus Huizen 160 Kc., mais Radio-Paris 182 Kc. ou Zeezen (191 Kc.).

#### RÉGLAGE DE LA GAMME OU DES GAMMES O. C.

S'il y a des trimmers et un padding, on opérera de la même façon qu'en P. O. (Sur les bons récepteurs, on trouve généralement les trimmers, mais pas de padding. Sur les récepteurs de 2<sup>e</sup> classe, il n'y a pas d'ajustable).

En repérant une station O. C., il faut toujours avoir soin de s'assurer qu'on est en présence de la réception vraie ou non de la réception image. Leur distinction est aisée. En effet, il suffit de se souvenir que la fréquence locale doit être plus élevée que la fréquence incidente ; donc, la réception vraie se fait avec une  $f. l. = f. i. + MF$ , et la réception image avec  $f. l. = f. i. - MF$ . Donc, la réception vraie se fera avec une  $f. l.$  plus grande que la  $f. l.$  nécessaire pour la réception image. En conséquence, c'est la position du condensateur variable ayant les lames le plus dégagées qui donne la réception vraie. C'est évidemment sur la réception vraie que doit se faire le réglage des deux trimmers.

A la rigueur, l'alignement peut se faire à l'audition directe des stations à la condition d'avoir une oreille musicalement exercée, donc capable de bien distinguer la frange des fréquences musicales les plus aiguës.

Un tel réglage n'aurait en aucune façon la précision du réglage à l'aide d'un outputmètre de bonne qualité.

Pourquoi Lille, 1213 Kc., et Radiodiffusion Nationale Belge, 620 Kc. ? Ces deux émetteurs concordent approximativement avec les deux points extrêmes où l'on doit obtenir la coïncidence entre les courbes des circuits d'oscillation et d'accord.

Il est évident que tôt ou tard une conférence internationale fera une nouvelle répartition des fréquences d'émission et qu'alors ces deux émetteurs ne conviendront peut-être plus pour effectuer l'alignement d'un récepteur.

### **Réglage et alignement des récepteurs à l'aide du voltmètre**

Pour régler et aligner un récepteur à l'aide du voltmètre, il est nécessaire que ce récepteur soit monté avec contrôle automatique de la sensibilité, laquelle, bien entendu, doit être maintenue en service.

Le voltmètre à cadre, pour courant continu, est placé entre la cathode d'une lampe contrôlée et la masse (amplificatrice MF par exemple).

C'est donc la chute de tension le long de la résistance de cathode qui doit être mesurée.

#### PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DE CE MODE DE RÉGLAGE

En dehors de tout signal, le point C. A. S. est à un potentiel déterminé, voisin de celui de la cathode de la détectrice (voir pages 83 à 92), et la grille du tube MF est à ce même potentiel.

En cas de signal parvenant à la détectrice, le potentiel de C. A. S., et par conséquent de la grille MF, s'abaissera d'autant plus que le signal agit fortement sur la détection. L'importance de cette action sera donc fonction de la grandeur du signal et de l'accord plus ou moins correct des circuits oscillants. Plus le point C. A. S. est négatif, plus la MF travaillera avec un fort recul de grille. L'intensité du courant anodique du tube diminuera. Ce courant, traversant la résistance de cathode, y créera une chute de tension moindre.

En conséquence, le voltmètre connecté aux bornes de la résistance de cathode indiquera une différence de potentiel d'autant plus faible que le signal parvenant à la détectrice est fort et que le récepteur est bien réglé.

#### RÉGLAGE DES MF

1. Brancher le voltmètre comme indiqué ci-dessus.

2. Régler l'hétérodyne en position « modulé » sur la MF indiquée par le constructeur des bobinages.

3. Court-circuiter le condensateur d'oscillation du récepteur.

4. Brancher la sortie de l'hétérodyne entre grille et masse de la MF.

5. Retoucher les ajustables du 2<sup>e</sup> transformateur MF de façon à obtenir un son d'intensité maximum au haut-parleur. C'est le dégrossissage à l'oreille.

6. Passer en position « non modulé ».

7. Fignoler le réglage en retouchant à nouveau les ajustables et en diminuant l'amplitude des oscillations par la manipulation de l'atténuateur.

8. Reprendre le même travail qu'aux 4, 5, 6, 7 en branchant l'hétérodyne entre grille et masse de la changeuse de fréquence et en opérant le réglage du premier transformateur MF.

9. Avec l'atténuateur presque au minimum, retoucher très finement les quatre ajustables.

*Remarque.* — En cas de C. A. S. différé, il est de toute évidence que l'amplitude des oscillations de l'hétérodyne doit être malgré tout supérieure au retard prévu par le système de régulation différée du récepteur, sinon, il n'y aurait aucune action possible sur le courant anodique du tube contrôlé ni, par conséquent, sur le voltmètre.

#### ALIGNEMENT DU RÉCEPTEUR

L'alignement beaucoup plus simple, plus rapide et plus précis qu'à l'outputmètre se réalise sans l'intervention de l'hétérodyne modulée.

#### ALIGNEMENT P. O.

1. Recevoir Lille P. T. T., 1213 Kc., et s'assurer de son identification.

2. Constater la position de l'aiguille du voltmètre.

3. Constater si l'aiguille du récepteur se trouve à gauche ou à droite du repère et traduire cette constatation en réfléchissant à la position des lames du condensateur d'oscillation par rapport à leur position quand l'aiguille du récepteur est exactement sur le repère. On constate qu'il y a trop ou trop peu de capacité.

4. Amener l'aiguille du récepteur sur le repère de Lille et constater que le voltmètre marque une tension plus grande.

5. Si, en amenant l'aiguille sur le repère, on a diminué la capacité

du condensateur variable, on serrera le trimmer d'oscillation. Dans le cas contraire, on le desserrera. Cette manœuvre se fera jusqu'à ce que le voltmètre soit le plus près possible du zéro.

Retoucher ensuite le ou les trimmers d'accord P. O.

7. Recevoir la R. N. B. française, 620 Kc.

8. Amener petit à petit l'aiguille du récepteur sur le repère R. N. B., et retoucher le padding P. O., de façon à obtenir le minimum de déviation du voltmètre.

9. Revenir à Lille et vérifier si le réglage du padding n'a pas déranger l'alignement en haut de gamme, et retoucher les trois trimmers s'il y a lieu.

10. Revenir à la R. N. B. et terminer le réglage.

#### ALIGNEMENT G. O.

S'il y a des trimmers et un padding distincts, faire le même travail en alignant Luxembourg par les trimmers G. O. et Huizen par le padding G. O., de façon à obtenir le minimum de déviation du voltmètre.

Si le padding seul est distinct, le retoucher pour ajuster Radio-Paris sur son repère.

Se garder de toucher en quoi que ce soit les ajustables qui ont permis l'alignement P. O.

#### ALIGNEMENT O. C.

Il n'y a généralement pas de padding.

Ajuster le trimmer d'oscillation, puis celui d'accord, de façon à amener un des émetteurs de la bande 31 mètres (9,6 mégacycles) sur son repère.

### **Alignement et réglage d'un récepteur à l'aide de l'indicateur visuel d'accord**

Si le récepteur est équipé d'un indicateur visuel d'accord, l'examen de celui-ci pourra remplacer la lecture du voltmètre et le réglage se fera exactement comme au chapitre précédent.

Toutefois, la précision de lecture ne sera réellement intéressante que si cet indicateur visuel est un *tube à rayons cathodiques*. Il suffira de le détacher de l'ébénisterie ou du cadran sur lequel il est monté et de le mettre bien en vue de l'opérateur. Quand le secteur d'ombre est réduit à une ligne très fine, la lecture en est très précise et très aisée.

## Alignement et réglage à l'aide du voltmètre à lampe

1. Le voltmètre à lampe peut être utilisé comme outputmètre par la méthode indiquée plus haut. Il se branche entre plaque de la lampe de sortie et masse. Il est plus précis que l'outputmètre composé d'un voltmètre à redresseur et condensateur et permet de faire le réglage avec une tension téléphonique de sortie de 5 au lieu de 15 volts, tension qui produira un son moins gênant pour l'opérateur.

2. Le voltmètre à lampe peut aussi mesurer directement la tension d'antifading par un procédé qui sera exposé au chapitre des mesures en alternatif (voir tome III).

*L'amateur peut-il réaligner son récepteur du type « changeur de fréquence » sans aucun instrument de mesure ?*

A cette question, nous pouvons répondre affirmativement, mais avec certaines restrictions.

Seule, une *retouche légère* de l'alignement d'un récepteur qui a été correctement conçu et correctement aligné par un technicien averti disposant des instruments nécessaires, peut être faite par un amateur adroit, prudent et possédant à fond les connaissances acquises dans le présent ouvrage.

Si l'amateur a lui-même monté son poste à l'aide d'un bon schéma et de pièces de bonne qualité achetées dans le commerce, *il lui sera impossible* de faire un bon alignement et surtout un bon réglage de la MF sans les instruments nécessaires : hétérodyne modulée et outputmètre.

*Quand l'amateur peut-il retoucher le réglage de son récepteur ?*

Quand une série de postes émetteurs de l'une des bandes de réception ne sont plus reçus sur les points correspondants du cadran.

Noter que si toutes les stations sont reçues avec un même décalage, à gauche ou à droite, il faudra vérifier la fixation de l'aiguille plutôt que le réglage de l'alignement.

*Comment procéder ?*

Si le récepteur *n'est pas muni d'un indicateur visuel d'accord*, le réglage devra se faire à l'audition et il manquera à coup sûr de précision. Il vaudrait mieux s'adresser à un technicien qui, à l'aide de ses instruments, fera en quelques minutes un alignement correct.

Si le récepteur est muni d'un indicateur visuel d'accord, on pourra procéder comme suit :

1. Mettre le commutateur sur P. O.
2. Recevoir Lille, 1213 Kc., ou mieux, si possible, Lyon, 1395 Kc.
3. Amener l'aiguille sur le repère de Lille.
4. a) Si, en exécutant l'opération 3, on a augmenté la capacité du condensateur variable, dévisser le trimmer d'oscillation P. O. jusqu'à accord parfait lu sur l'indicateur visuel.  
b) Si on a dû diminuer la capacité du condensateur variable, visser le trimmer d'oscillation P. O. jusqu'à accord parfait lu sur l'indicateur visuel.  
c) S'il n'y a pas de trimmer P. O., visser ou dévisser le trimmer monté sur le condensateur variable d'oscillation.
5. Recevoir la R. N. B. (français), 620 Kc. (Bruxelles).
6. Amener l'aiguille sur le repère de la R. N. B.
7. a) Si, en exécutant l'opération 6 on a augmenté la capacité du condensateur variable, dévisser le padding P. O. en observant l'indicateur visuel d'accord.  
b) Si, en exécutant l'opération 6, on a dû diminuer la capacité du condensateur variable, visser le padding P. O. en observant l'indicateur visuel d'accord.
8. Refaire une fois ou deux, mais avec prudence, les opérations 2 à 7.
9. Recevoir Lille, 1393 Kc., sur son repère.
10. a) Retoucher le ou les trimmers d'accord P. O. jusqu'à obtenir l'indication maximum à l'indicateur visuel.  
b) S'il n'y a pas de trimmer d'accord P. O., retoucher les trimmers qui se trouvent au-dessus du ou des condensateurs d'accord. On se souviendra que les récepteurs dont la MF est de 110, 125 ou 130 Kc. ont un filtre de bande présélecteur, donc deux condensateurs d'accord et un d'oscillation ; que les récepteurs dont la MF est de 425, 450, 472 ou 486 Kc. n'ont pas de présélecteur, donc qu'ils n'ont qu'un condensateur d'accord et un d'oscillation, mais que s'ils ont une amplification HF avant le changement de fréquence, ils ont un condensateur d'accord supplémentaire.  
c) Il n'y a jamais de padding sur les circuits d'accord, ou de présélection, ou d'amplification HF.
11. Mettre le commutateur sur G. O.
12. Recevoir Luxembourg, 230 Kc.
13. Amener l'aiguille sur le repère de Luxembourg.

14. a) Retoucher en vissant ou en dévissant, comme au n° 4, le trimmer G. O.

b) Se garder de toucher au trimmer du dessus du condensateur variable d'oscillation, sans quoi on dérangerait le réglage P. O.

15. Recevoir Hilversum, 1.160 Kc.

16. Amener l'aiguille sur le repère de Hilversum I.

17. a) Visser ou dévisser le padding G. O. comme au n° 7.

b) S'il n'y a pas de padding G. O., il n'y a pas de réglage possible.

18. Répéter une ou deux fois les opérations 13 à 17.

19. Recevoir Luxembourg, 230 Kc., sur son repère.

20. a) Retoucher le ou les trimmers d'accord G. O.

b) S'il n'y a pas de trimmers spéciaux pour les G. O., se garder de toucher à ceux qui se trouvent au-dessus des condensateurs variables, car on déréglerait l'alignement P. O. Dans ce cas, il n'y a pas de réglage.

21. *Mettre le commutateur sur O. C.*

22. Il existe parfois un trimmer et un padding sur les bandes O. C., mais on trouve rarement les noms des stations. Celles-ci sont groupées en bande des 16 m., des 19 m., 25 m., 31 m., 40 m. et 49 m.

On ajustera le trimmer pour recevoir sur son repère la bande des 25 m.

23. S'il y a un padding, on l'ajustera pour recevoir sur son repère la bande des 49 m.

24. Répéter une ou deux fois les opérations 23 et 24.

25. Recevoir un poste de la bande 25 m.

26. Retoucher les trimmers d'accord O. C. s'il en existe.

27. Recevoir un poste puissant quelconque sur l'une des trois bandes. Choisir un poste qui produit la fermeture à peu près complète d'un indicateur visuel à rayons cathodiques, et à un moment où ce poste n'est pas sujet au fading.

28. Retoucher avec beaucoup d'attention chacun des condensateurs ajustables des transformateurs MF et voir si l'on peut améliorer un tant soit peu la fermeture du secteur d'ombre.

Mais, attention, soyez prudents, car vous risquez fort de dérégler l'amplificateur MF, qu'il est impossible de mettre au point sans le secours d'une excellente hétérodyne modulée, dont il ne sera question que dans la troisième partie de cet ouvrage.

*Remarque.* — Nous répétons, une fois encore, que cet alignement

manque de précision et ne peut être fait qu'avec beaucoup de circonspection, que chaque trimmer ou padding ne doit être vissé ou dévissé que d'une fraction de tour, que les yeux doivent être « rivés » sur l'indicateur visuel d'accord, que toute retouche doit être raisonnée d'avance, que toute erreur peut entraîner un dérèglement qu'il ne serait plus possible de corriger sans instrument de précision. Inutile de dire qu'il faut condamner la mauvaise habitude qu'ont certaines personnes, qui se disent « curieuses », de toucher à tous les ajustables de leur récepteur pour « voir si cela n'ira pas mieux ».

Nous exposerons, dans la troisième partie de cet ouvrage, la théorie, la construction et la pratique de tous les instruments nécessaires à l'alignement et à la mise au point en général de tous les récepteurs.

# GÉNÉRALITÉS SUR L'AMPLIFICATION A BASSE FRÉQUENCE

## Rôle et définition

Un amplificateur à basse fréquence est l'ensemble des tubes et accessoires qui a pour but de transformer la faible énergie à fréquence acoustique ou un peu supérieure fournie par une source quelconque en une énergie de même forme mais d'une puissance suffisante pour les besoins.

L'énergie à fréquence acoustique peut être fournie par l'un des appareils suivants :

1. *Le détecteur* d'un récepteur de radiophonie.
2. *Le pick-up*, pour la lecture d'un enregistrement sur disque ou sur film gravé.
3. *L'oscillateur à basse fréquence* pour le contrôle, la vérification, le dépannage et la mise au point des amplificateurs à BF.
4. *Le microphone* pour :
  - a) l'amplification de la parole, de la musique ou de tout bruit, dans le but de le faire entendre à un nombreux auditoire, dans une salle ou en plein air ;
  - b) la modulation de l'onde porteuse dans les émetteurs de radiophonie ;
  - c) l'enregistrement phonographique.
5. *La cellule photoélectrique* pour :
  - a) la lecture de la bande sonore d'un film de cinéma ;
  - b) la modulation du courant derrière un disque de Nipkow dans les émetteurs de télévision.
6. *Le lecteur pour enregistrement magnétique* sur fil d'acier pour les enregistrements qui ne doivent pas être conservés longtemps.

L'énergie amplifiée est généralement utilisée pour actionner les appareils suivants :

1. *Le haut-parleur* pour la reproduction amplifiée de la parole, de la musique, de tout phénomène acoustique (radio, conférences, concerts, publicité, cinéma sonore).

2. *Le pick-up graveur*, enregistrement sur disque ou sur film de cinéma sonore (procédé à densité constante Gaumont).

3. *L'électro-aimant* pour l'enregistrement sur film d'acier.

4. *La lampe au néon* pour :

a) l'enregistrement sur film de cinéma sonore (procédé à densité variable, Western-Electric) ;

b) la réception de la télévision, ancien procédé par disque de Nipkow à trous ou à lentilles (dans ce cas la lampe à néon est une lampe cratère).

5. *L'oscillographe à miroir* pour :

a) l'enregistrement photographique sur film (procédé à densité constante).

b) l'étude des courbes des phénomènes acoustiques et des courants variables à BF.

6. *L'oscillographe cathodique* pour :

a) l'étude de tous les phénomènes vibratoires, acoustiques, électriques ou mécaniques, qu'ils soient périodiques ou transitoires, à fréquence industrielle, à fréquence acoustique ou à haute fréquence ;

b) vérification des courbes de sélectivité, de la distorsion, etc., en T. S. F. ;

c) écran pour la réception de la télévision par fil ou sans fil.

7. *Le voltmètre à lampe* pour la mesure de toute tension continue ou alternative à haute ou à basse fréquence (mesures sur les amplificateurs, mesure du gain, etc.).

8. *L'output-mètre* ou *voltmètre de sortie* pour la mesure de la puissance modulée d'un amplificateur.

## **Caractères des amplificateurs HF, MF et BF**

Etablissons d'abord nettement la différence entre les amplificateurs haute, moyenne ou basse fréquence.

I. *L'amplificateur HF* doit sélectionner une bande de 9 Kc dans la gamme des grandes ondes, des petites ondes et de chacune des bandes ondes courtes, ondes très courtes et ondes ultra-courtes, s'il y a lieu. Il doit être muni d'un inverseur permettant de passer d'une gamme de réception à l'autre. Chaque circuit oscillant doit être équipé d'un condensateur variable. Tous les condensateurs variables doivent être montés sur le même axe. Des condensateurs

ajustables, trimmers et padding, viendront corriger les défauts d'alignement. La courbe de sélectivité devra être aussi rectangulaire que possible. C'est un *amplificateur sélectif à fréquence variable*.

II. *L'amplificateur MF* doit aussi sélectionner une bande de 9 Kc, mais la fréquence de l'onde porteuse qu'il doit recevoir est fixe. Les organes de liaison sont des transformateurs à primaire et secondaire accordés par des condensateurs ajustables. C'est un *amplificateur sélectif à fréquence fixe*.

III. *L'amplificateur BF*, au contraire, doit amplifier uniformément toutes les fréquences dites acoustiques, c'est-à-dire, idéalement de 16 à 20 000 périodes/seconde, ces fréquences étant les limites de la sensibilité de l'oreille humaine. Les organes de liaison devront être autant que possible apériodiques, afin de ne pas favoriser l'une ou l'autre partie de la gamme. C'est un *amplificateur non sélectif*.

### **Notre but**

Dans cet ouvrage, qui n'a pas pour but d'enseigner spécialement les amplificateurs à BF, mais le seul cas particulier de l'amplification BF dans les récepteurs de radio, nous n'envisagerons que le détecteur, le pick-up et l'oscillateur à BF comme source de courant à fréquence acoustique, et le haut-parleur, les oscillographes, le pick-up graveur, l'output-mètre et le voltmètre à lampe comme appareils d'utilisation (voir tome III).

L'oscillateur à BF ne servira que conjointement avec les oscillographes, l'output-mètre ou le voltmètre à lampe pour la mise au point, la vérification, le dépannage et le contrôle des amplificateurs. Ils seront étudiés dans la troisième partie de cet ouvrage.

Un bon pick-up et le détecteur d'un récepteur bien conçu et muni d'un C. A. S. donnant des tensions à fréquences acoustiques de grandeur à peu près égale, le même amplificateur pourra être utilisé indifféremment pour la radio ou pour l'audition des disques.

### **Amplification de puissance et amplification de tension**

Le détecteur d'un récepteur de T. S. F., ainsi que le pick-up, fournissent une puissance qui serait suffisante pour actionner un casque téléphonique, mais qui est incapable d'actionner directement un haut-parleur.

Le rôle de l'amplificateur est précisément de fournir au haut-parleur la puissance modulée qui lui est nécessaire.

Dans les postes de radio, cet amplificateur BF comporte généralement deux étages d'amplification par tubes électroniques.

Le haut-parleur est en réalité un moteur électrique qui transforme des vibrations électriques (courant modulé) en vibrations mécaniques (mouvements de la membrane) qui se transmettent à l'air (vibrations acoustiques, ondes sonores).

Ce moteur doit être alimenté par un courant d'une certaine puissance. C'est donc des watts et spécialement des watts modulés qui lui sont nécessaires et que devra lui fournir la dernière lampe. Il n'est donc pas nécessaire que les tensions alternatives de sortie soient grandes ; c'est le produit de la tension moyenne par l'intensité moyenne qui représente la puissance de sortie. La lampe de sortie doit, en somme, donner « plus de milliampères que de volts », elle doit donner du courant. Elle constitue *l'amplificateur de puissance*.

Nous savons que le courant plaque d'une lampe recevant une tension constante dépend de la tension grille. Donc, pour obtenir un courant variable dans le circuit plaque d'une lampe de puissance (ou d'une autre), il faut appliquer à sa grille une tension variable. On comprend immédiatement que tout étage d'amplification, qui n'est pas l'étage final, a pour but de fournir à la lampe suivante une tension variable. Donc, tout étage qui n'est pas l'étage final doit fournir une amplification en tension et non en puissance.

Le premier étage d'amplification BF sera donc *un amplificateur de tension*.

C'est celui-ci que nous étudierons d'abord.

## CHAPITRE VI

### AMPLIFICATION DE TENSION

Nous avons indiqué à la page 117 du tome I que l'on pouvait faire, dans un amplificateur à BF, un montage à résistance. Celui-ci, grâce à l'excellent gain que l'on peut tirer des tubes modernes, est actuellement le seul employé. Ce n'est que dans des cas spéciaux que l'on utilise encore le transformateur basse fréquence de liaison. Le transformateur BF est en effet très difficile à construire. Sa courbe de transmission aux différentes fréquences est loin d'être une droite. Des fréquences sont favorisées et souvent, les sons graves et les sons aigus sont sacrifiés.

Nous étudierons donc spécialement la liaison par résistances.

Ce système comporte uniquement des résistances et des condensateurs. C'est donc du choix judicieux du tube et des valeurs de ces résistances et capacités que dépendent le gain et la qualité de la transmission de l'amplificateur.

*Le tube pourra être une triode ou une penthode.*

#### Cas de la triode (fig. 85 et 86).

*La résistance de cathode  $R_k$ .*

Nous savons que la résistance de cathode  $R_k$  a pour but de rendre la cathode positive par rapport à la grille et qu'elle doit être calculée pour que, au repos, la lampe soit prête à fonctionner dans la partie droite de sa caractéristique plaque.

Les tensions alternatives transmises à la grille produiront une variation du courant plaque.

La lampe, pour ne pas produire de distorsion, devant travailler dans la partie

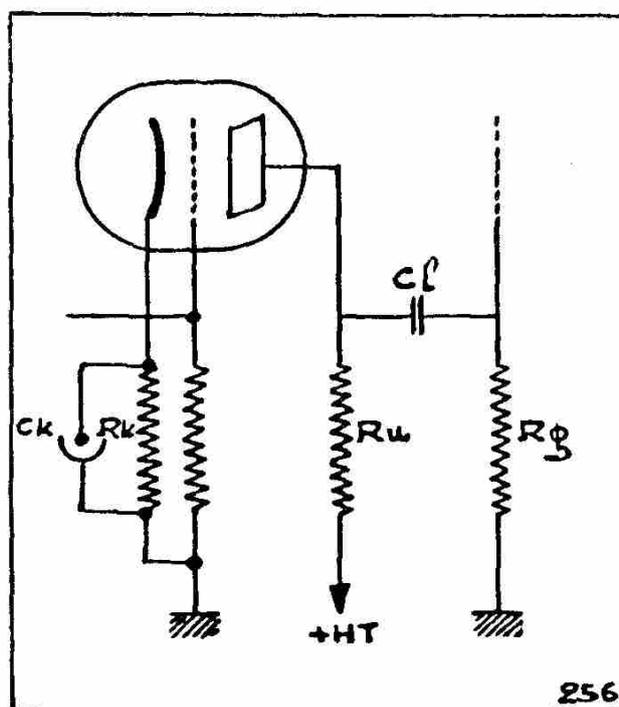


Fig. 85.

droite de sa caractéristique, il apparaît immédiatement que l'on ne pourra transmettre à la grille des tensions alternatives dont l'amplitude atteindrait d'une part le coude inférieur, d'autre part, le point où naît le courant de grille.

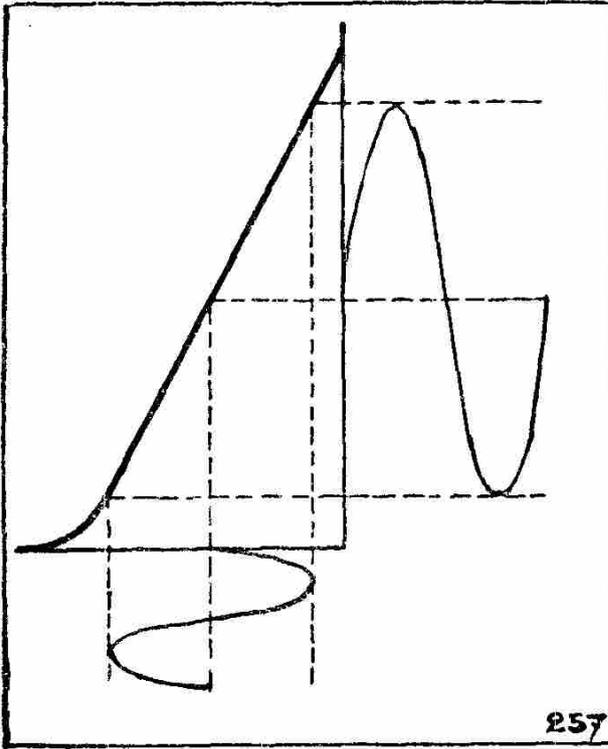


Fig. 86.

Il y a donc une portion seulement de la caractéristique qui peut être utilisée. La résistance de cathode doit donc être calculée pour que, au repos, la grille ait un potentiel négatif tel que la lampe soit prête à travailler au point milieu de la partie utilisable de la caractéristique.

Dans les amplificateurs haute et moyenne fréquence, nous avons calculé la valeur de cette résistance en appliquant tout simplement la loi d'Ohm  $R = V/I$ ,  $V$  étant la polarisation nécessaire et  $I$  l'intensité du courant qui traverse le tube. Dans le cas de l'amplification à liaison

par résistance-capacité, le calcul est différent. Nous reviendrons en détail sur ce point après l'exposé des caractéristiques dynamiques, page 160. Le calcul de  $R_k$  reste donc momentanément en suspens.

#### LE CONDENSATEUR DE DÉCOUPLAGE $C_k$

Supposons que la résistance  $R_k$  ne soit pas shuntée par le condensateur  $C_k$ . Pendant l'alternance positive du signal appliqué à la grille, le courant plaque s'intensifie. Or, ce courant traverse la résistance  $R_k$ ; il y crée donc une chute de tension plus grande et la différence de potentiel entre la cathode et la grille se trouve ainsi réduite.

Exemple : Supposons un tube dont la pente est  $1,2 \text{ mA/V}$  et dont le courant moyen de plaque est de  $9 \text{ mA}$ . pour une tension grille de  $-4 \text{ V}$ . La résistance de cathode sera de  $4 : 0,009 = 444 \text{ ohms}$ . Au repos, la grille est au potentiel du châssis et la cathode à  $+4 \text{ volts}$ .

Appliquons à la grille une tension alternative de  $2 \text{ volts}$  pointe, et voyons ce qui se passe au moment des pointes. Au moment de

la pointe de l'alternance positive, et si la polarisation de la cathode était fixe, la grille aurait une tension de  $+ 2$  volts par rapport au châssis, donc  $- 2$  volts par rapport à la cathode. Mais le courant plaque augmente et passe à  $9 \text{ mA} + (1,2 \text{ mA} \times 2) = 11,4 \text{ mA}$ . En conséquence, ces  $11,4 \text{ mA}$ , passant dans  $R_k$ , y produisent une chute de tension de  $0,0114 \times 444 = 5,0616$  volts. La tension entre grille et cathode ne sera donc pas de  $(+ 4) - (+ 2) = 2$  volts, mais  $(+ 5,0616) - (+ 2) = 3,0616$  volts. La tension pointe de 2 volts appliquée sur la grille n'aura produit entre cathode et grille qu'une différence de  $4 - 3,0616 = 0,9184$  volts.

Il y aurait donc une notable diminution de l'amplification du tube, la variation du potentiel grille entraînant, dans le même sens, une variation à peine moindre du potentiel cathode. Il s'agit réellement d'une réaction, mais, contrairement à ce que nous avons vu à propos de la détectrice à réaction, ici, la réaction tente à atténuer les oscillations. C'est une réaction négative, une contre-réaction, une dégénération.

(Il est à noter que notre explication est encore incomplète, car nous n'avons pas fait intervenir la résistance de charge  $R_u$ .)

#### COMMENT OBVIER A CETTE PERTE D'AMPLIFICATION ?

Quand une tension alternative est appliquée à la grille, le courant plaque n'est plus constant, c'est un courant modulé. Or, nous savons que tout courant modulé peut se décomposer en un courant continu auquel se superpose une composante alternative. Dans le cas qui nous occupe, c'est la composante alternative qui, traversant  $R_k$ , est cause de la réaction négative. Il suffit donc de la dévier au moyen d'une capacité de faible impédance en comparaison de  $R_k$  (fig. 87).

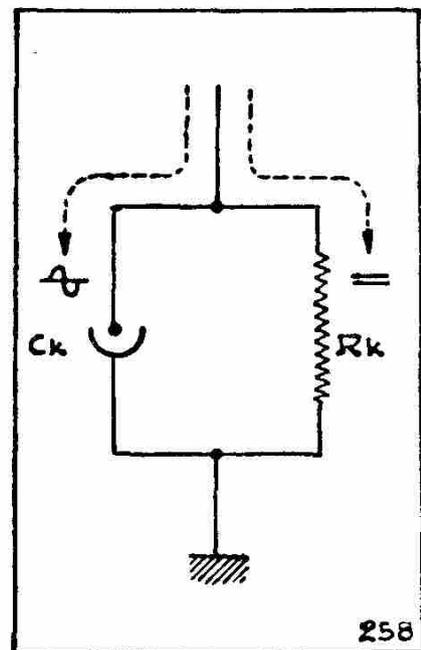


Fig. 87.

#### QUELLE CAPACITÉ FAUT-IL CHOISIR ? COMMENT LA CALCULER ?

La capacitance d'un condensateur répond à la formule connue

$$Z = \frac{1}{\omega c} = \frac{1}{2 \pi f C} \quad (7) \text{ p. 23. La capacitance est inversement pro-}$$

proportionnelle à la fréquence. Nous devons, ici, envisager les fréquences les plus basses que l'on désire transmettre. Admettons 50 p/s. Il faut donc que la capacitance pour 50 p/s soit faible en comparaison de  $R_k$ . Le dixième de  $R_k$  peut convenir en pratique. Le calcul nous donnera :

$$\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot F \cdot C} = \frac{R_k}{10} \quad C = \frac{10}{2 \pi \cdot 50 \cdot R_k} = \frac{1}{10 \cdot 3,14 \cdot R_k}$$

Sans pousser le calcul plus loin, on se rend déjà compte que la capacitance nécessaire est inversement proportionnelle à  $R_k$ . Donc, si le tube réclame une résistance de cathode de 100 ohms,  $C_k$  sera de  $\frac{1}{10 \pi \cdot 100} = 318 \mu\text{F}$ , valeur absolument prohibitive. S'il s'était agi d'un tube nécessitant une résistance de cathode de 1000 ohms,  $C_k$  d'une valeur de 31,8  $\mu\text{F}$  aurait suffi.

Dans la pratique, on se contente d'utiliser un condensateur électrolytique de 10 à 50  $\mu\text{F}$ . Dans les récepteurs bon marché, où le filtrage du courant redressé n'est pas très poussé, on se contentera de 10  $\mu\text{F}$  qui, tout en sacrifiant les fréquences basses (sons graves) atténuera en même temps le bruit de réseau à 50 périodes. Quand le filtrage du courant redressé est bien fait, on pourra se permettre un condensateur de 50  $\mu\text{F}$  qui sacrifiera beaucoup moins les notes graves, donc améliorera la fidélité de l'amplificateur.

Impédance des condensateurs de 10 et de 50  $\mu\text{F}$  pour diverses fréquences, d'après la formule (9) p. 25.

	10 $\mu\text{F}$	50 $\mu\text{F}$
à 25 périodes-seconde	640 ohms	128 ohms
à 50 p/s	320	64
à 100 p/s	160	32
à 1000 p/s	16	3,2
à 5000 p/s	3,2	0,64
à 10000 p/s	1,6	0,32

Voici quelques chiffres donnés par les constructeurs et relatifs à des triodes utilisables pour l'amplification BF à liaison par résistances.

Tube		K	$R_i$	S	$I_a$	$V_g$	$R_k$
75	duodiode-triode	100	91 000	1,1 mA/V	0,8 mA	— 2 V	3500
6F5	triode	100	66 000	1,5	0,9	— 2	1800
6C5	triode	20	10 000	2	1,2	— 5	7500
6Q7	duodiode-triode	70	60 000	1,2	1,1	— 3	7000
EBC3	duodiode-triode	30	15 000	2	5	— 5,5	1100

On constatera que la valeur donnée à chacune des résistances de cathode  $R_k$  n'est pas le quotient de la tension de polarisation par le courant anodique. Nous ne conseillons pas au constructeur d'un récepteur d'adopter les chiffres donnés ci-dessus, ils ne conviennent qu'à des cas particuliers. Nous exposerons, page 165, le calcul exact de la résistance de cathode  $R_k$ .

On remarquera que tous ces tubes nécessitent une résistance de cathode importante, donc, qu'un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  peut, à la rigueur, convenir, mais que les basses seront souvent sacrifiées. Or, un condensateur très fort n'étant jamais gênant, nous conseillons d'adopter d'une façon générale le condensateur électrolytique de 40 ou 50  $\mu\text{F}$ .

La résistance de charge appelée aussi résistance de plaque, ou d'anode, ou d'utilisation :  $R_u$ .

Nous savons que le gain d'une triode se calcule suivant la formule (22) p. 54

$$g = \frac{K \times R_u}{R_i + R_u}$$

Nous avons vu, au chapitre II, page 54, qu'il y avait intérêt à choisir une résistance de charge aussi grande que possible par rapport à la résistance interne de la lampe, mais qu'il y avait une limite. En effet, si l'on augmente trop la résistance de charge, on diminue la tension effective appliquée sur la plaque. Il n'y a d'ailleurs guère d'intérêt, au point de vue du gain, à augmenter indéfiniment la résistance de plaque. Un exemple pratique fera mieux comprendre cette assertion.

La partie triode du tube EBC3 a un coefficient d'amplification

de 30 et une résistance interne de 15 000 ohms. Calculons le gain avec diverses résistances de plaque :

$$\text{pour } R_u = 10\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 10\,000}{15\,000 + 10\,000} = 12$$

$$\text{pour } R_u = 15\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 15\,000}{15\,000 + 15\,000} = 15$$

$$\text{pour } R_u = 20\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 20\,000}{20\,000 + 15\,000} = 17,5$$

$$\text{pour } R_u = 30\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 30\,000}{15\,000 + 30\,000} = 20$$

$$\text{pour } R_u = 40\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 40\,000}{15\,000 + 40\,000} = 21,8$$

$$\text{pour } R_u = 50\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 50\,000}{15\,000 + 50\,000} = 23$$

$$\text{pour } R_u = 60\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 60\,000}{15\,000 + 60\,000} = 24$$

$$\text{pour } R_u = 70\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 70\,000}{15\,000 + 70\,000} = 24,7$$

$$\text{pour } R_u = 80\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 80\,000}{15\,000 + 80\,000} = 25,2$$

$$\text{pour } R_u = 90\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 90\,000}{15\,000 + 90\,000} = 25,7$$

$$\text{pour } R_u = 100\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 100\,000}{15\,000 + 100\,000} = 26$$

$$\text{pour } R_u = 200\,000 \text{ ohms} \quad g = \frac{30 \times 200\,000}{15\,000 + 200\,000} = 27,9$$

La courbe de la figure 88, qui est la traduction graphique du tableau ci-dessus, montre nettement que, pour le tube EBC3, au-delà de 60 000 ohms, la progression du gain devient dérisoire.

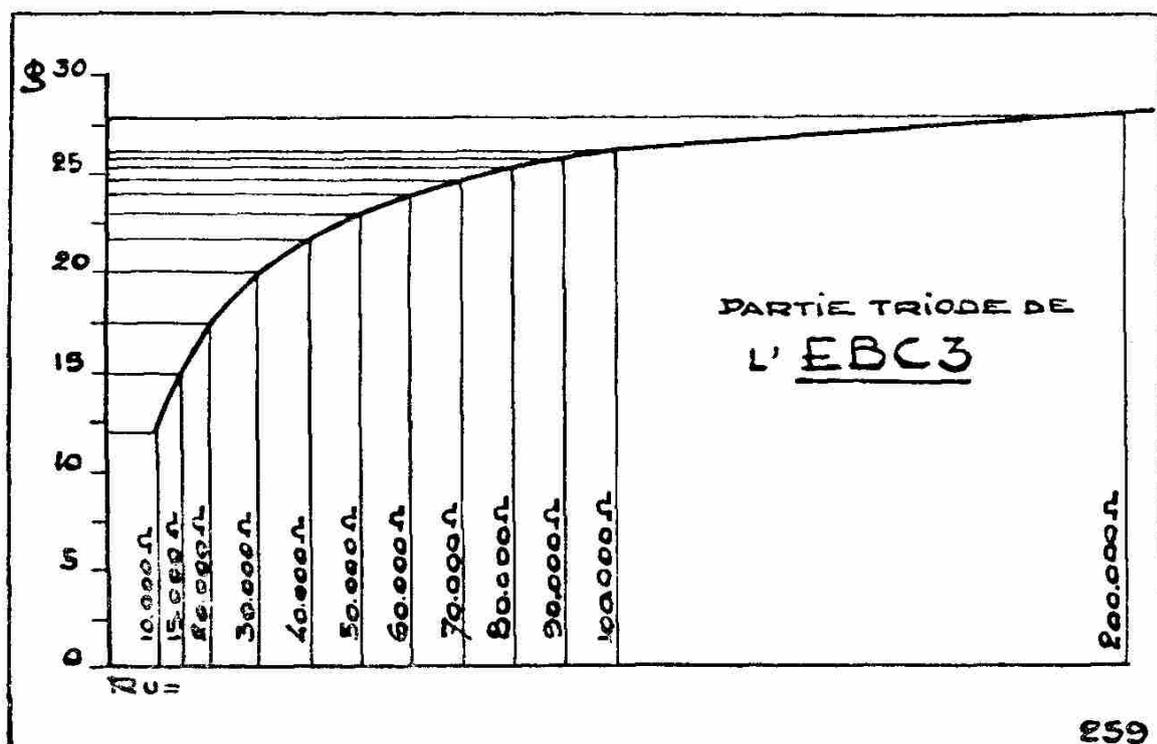


Fig. 88.

Il serait intéressant de faire à ce point de vue la comparaison de deux triodes convenant l'une et l'autre à l'amplification de tension à liaison par résistances.

	6C5	6F5
$R_i =$	10 000	66 000
$K =$	20	100
$V_{G_1} =$ (polar.)	— 8 v	— 2 v
$S =$	2 mA/V	1,5 mA/V.

On remarquera immédiatement que la 6C5 a une résistance interne plus petite et un coefficient d'amplification plus petit, mais un plus grand recul de grille.

6C5

pour  $R_u = 10\ 000$  ohms  $g = \frac{20 \times 10\ 000}{10\ 000 + 10\ 000} = 10$

pour  $R_u = 20\ 000$  ohms  $g = \frac{20 \times 20\ 000}{10\ 000 + 20\ 000} = 13,3$

pour $R_u = 30\ 000$ ohms	$g = \frac{20 \times 30\ 000}{10\ 000 + 30\ 000} = 15$
pour $R_u = 40\ 000$ ohms	$g = \frac{20 \times 40\ 000}{10\ 000 + 40\ 000} = 16$
pour $R_u = 50\ 000$ ohms	$g = \frac{30 \times 50\ 000}{10\ 000 + 50\ 000} = 16,6$
pour $R_u = 60\ 000$ ohms	$g = \frac{30 \times 60\ 000}{10\ 000 + 60\ 000} = 17,1$
pour $R_u = 100\ 000$ ohms	$g = \frac{30 \times 100\ 000}{10\ 000 + 100\ 000} = 18,1$
pour $R_u = 200\ 000$ ohms	$g = \frac{30 \times 200\ 000}{10\ 000 + 200\ 000} = 19,5$

### 6F5

pour $R_u = 70\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 70\ 000}{66\ 000 + 70\ 000} = 51,4$
pour $R_u = 80\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 80\ 000}{66\ 000 + 80\ 000} = 54,8$
pour $R_u = 90\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 90\ 000}{66\ 000 + 90\ 000} = 57,6$
pour $R_u = 100\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 100\ 000}{66\ 000 + 100\ 000} = 62,5$
pour $R_u = 150\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 150\ 000}{66\ 000 + 150\ 000} = 69,4$
pour $R_u = 200\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 200\ 000}{66\ 000 + 200\ 000} = 75,1$
pour $R_u = 250\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 250\ 000}{66\ 000 + 250\ 000} = 79,1$
pour $R_u = 300\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 300\ 000}{66\ 000 + 300\ 000} = 81,9$
pour $R_u = 400\ 000$ ohms	$g = \frac{100 \times 400\ 000}{66\ 000 + 400\ 000} = 85,8$

Représentons les courbes relatives aux chiffres ci-dessus (fig. 89 et 90) :

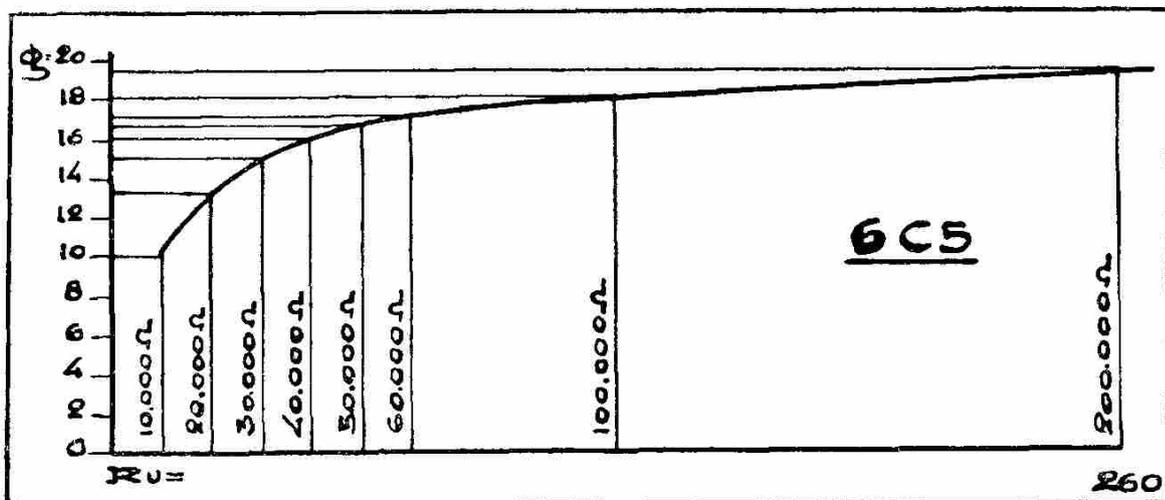


Fig. 89.

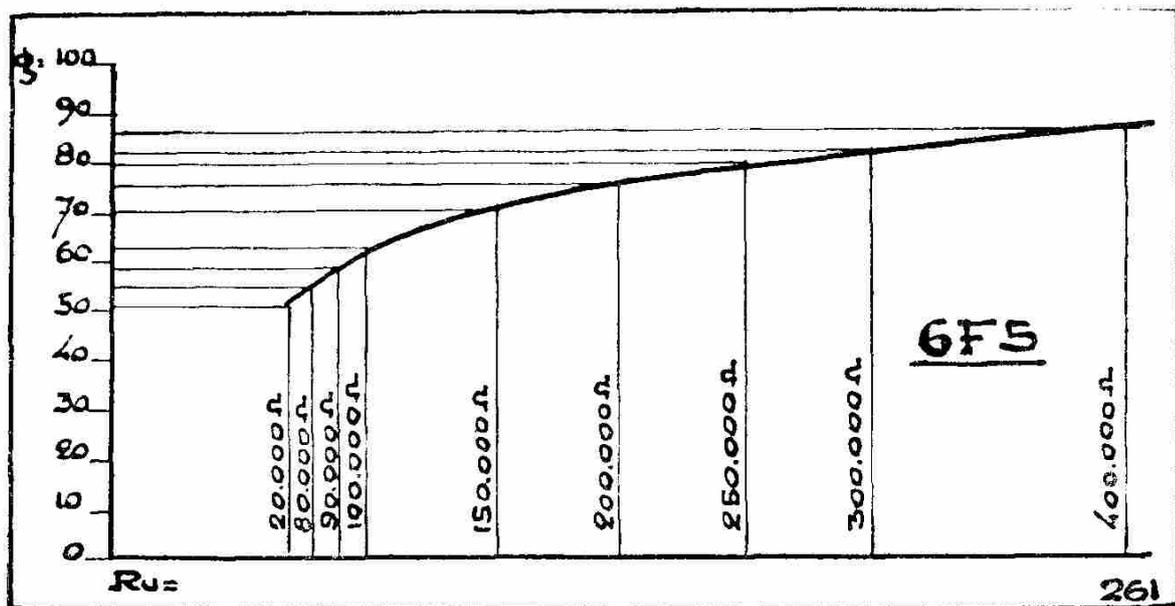


Fig. 90.

N. B. — Ne pas comparer l'allure de ces deux courbes avant d'avoir remarqué l'inégalité des échelles.

Le gain du 6F5 est donc bien plus considérable que le gain du 6C5.

Il ne faudrait pas croire pour cela que le 6C5 doive être rejeté, bien au contraire.

Quelles sont les tensions que ces tubes peuvent admettre sur leur grille ? La polarisation grille, — 8 volts pour le 6C5 et — 2 volts pour le 6F5, donnée par le constructeur indique que le recul de grille du premier est bien plus grand que le recul de grille du second.

Cette polarisation grille est considérée pour le tube au repos, avec une tension de 250 volts sur la plaque et en l'absence de résistance de charge.

La polarisation du 6C5 est  $- 8$  volts ; afin de ne pas atteindre le point où naît le courant de grille (lequel commence habituellement pour  $V_{G1} = - 0,5$  volt), on pourra appliquer à la grille une tension alternative  $8 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 7,5 \text{ V}$  pointe au cas où la tension est sinusoïdale.

Le tube 6F5 supporterait seulement  $2 \text{ V} - 0,5 \text{ V} = 1,5 \text{ V}$ .

(Nous donnerons dans la troisième partie de cet ouvrage des notions précises sur les tensions moyennes, efficaces et de pointe des courants alternatifs).

On remarquera que le gain du 6F5 peut être cinq fois supérieur à celui du 6C5, mais que le 6C5 peut recevoir un signal cinq fois plus fort sans être saturé. Le 6F5 ne pourra donc jamais être utilisé en 2<sup>e</sup> étage ; il serait certainement saturé. Il ne peut non plus servir pour attaquer une lampe puissante et nous allons en exposer les raisons.

Une lampe ne peut être envisagée sans résistance de charge, puisque c'est aux bornes de celle-ci qu'on recueille la tension amplifiée. En se reportant au croquis de la figure 85, on se rend compte que la résistance de charge,  $R_u$ , est en parallèle avec l'ensemble du condensateur de liaison  $C_l$  et de la résistance de grille  $R_g$  de la lampe suivante ;  $C_l$  et  $R_g$  étant, eux, en série. On ne peut donc, dans le calcul du gain, séparer  $R_u$  de  $C_l$  et de  $R_g$ .

Examinons successivement la question de la résistance de grille, celle du condensateur de liaison et celle de leur ensemble, cet ensemble constituant l'impédance de charge du tube.

*La résistance de grille  $R_g$ .* — Les valeurs limites sont indiquées par le constructeur de la lampe. Elle est généralement comprise entre 500 000 ohms et 1 mégohm pour les tubes qui ne sont pas des tubes de puissance. Ces derniers réclament de 250 000 à 500 000 ohms. Une valeur trop forte serait dangereuse pour le tube en cas de naissance du courant grille. Une valeur trop faible diminuerait le gain du tube précédent (voir explication plus loin).

*Le condensateur de liaison  $C_l$*  a pour but de transmettre à la grille du tube les variations de tension plaque recueillies aux bornes de la résistance de charge.  $C_l$  et  $R_g$  sont en série et forment un potentiomètre. L'impédance de  $C_l$ , aux fréquences à transmettre doit être faible par rapport à  $R_g$ , 1/10 en pratique.

Si  $R_g$  est de 1 mégohm, l'impédance de  $C_i$  devra être de 100 000 ohms aux fréquences les plus basses que l'on désire transmettre. Ainsi,

$$\text{pour } 100 \text{ p/s, } C = 1 : (2 \times 3,14 \times 100 \times 100\,000) = 15/1000 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\text{pour } 50 \text{ p/s, } C = 1 : (2 \times 3,14 \times 50 \times 100\,000) = 30/1000 \text{ } \mu\text{F}$$

$$\text{pour } 25 \text{ p/s, } C = 1 : (2 \times 3,14 \times 25 \times 100\,000) = 60/1000 \text{ } \mu\text{F}$$

Si  $R_g$  est de 500 000 ohms l'impédance de  $C_i$  devra être réduite à 50 000 ohms, ce qui nécessitera une capacité double, soient 30, 60 et 120/1000  $\mu\text{F}$ .

Si  $R_g$  est de 250 000 ohms l'impédance devra encore être réduite et la capacité portée à 60, 120 et 240/1000  $\mu\text{F}$ . Et l'on arrive ainsi à des valeurs impossibles, car la qualité d'isolement d'un condensateur diminue avec sa capacité, et l'isolement du condensateur de liaison doit être absolu.

En effet, qu'arriverait-il si  $C_i$  présentait une résistance non infinie, mais très grande quand même, au courant continu ? Supposons que, au repos, la tension effective appliquée à la plaque (A) soit, à cause de la résistance de charge, de 150 volts. Supposons  $R_g = 500\,000$  ohms et  $C_i = 1\,000\,000$  ohms.

Quelle serait la tension continue appliquée sur la grille (fig. 91) :

$$\frac{150 \text{ V} \times 500\,000}{1\,000\,000 + 500\,000} = +50 \text{ volts.}$$

Ce serait évidemment catastrophique pour la vie du tube, lequel est construit pour recevoir une tension négative, parfois de plusieurs dizaines de volts et non pas une tension positive de 50 volts.

Si la résistance de  $C_i$  est de 10 mégohms, on trouve encore à la

$$\text{grille une tension de } \frac{150 \times 500\,000}{10\,000\,000 + 500\,000} = +7,1 \text{ volts.}$$

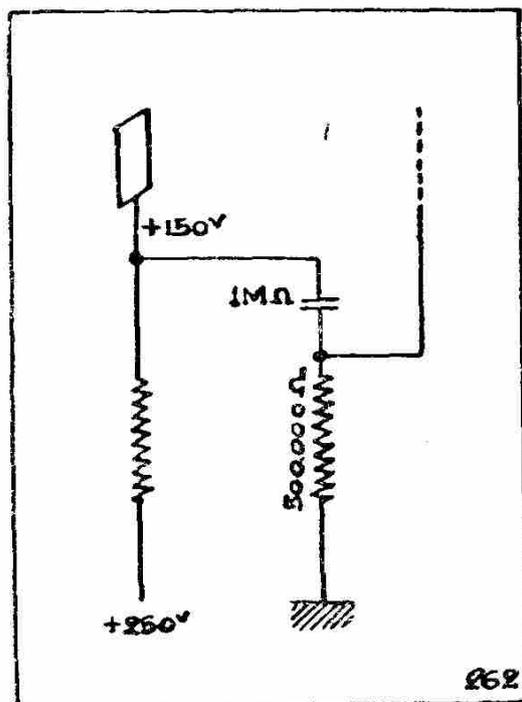


Fig. 91.

Le condensateur de liaison devra donc toujours être minutieusement contrôlé avant son installation.

Que faire alors pour choisir la capacité du condensateur de liaison ?

Tout simplement sacrifier un peu les fréquences basses en pensant que l'oreille est peu sensible à des variations de puissance de l'ordre de 15 à 20 %.

Un condensateur de 50/1000  $\mu\text{F}$  conviendra dans la plupart des cas, à condition que son isolement soit parfait.

Inutile de dire que les condensateurs électrolytiques doivent être absolument proscrits quand il s'agit de réaliser une liaison.

L'ensemble résistance de charge  $R_u$  — condensateur de liaison  $C_l$  — résistance de grille  $R_g$  (fig. 92).

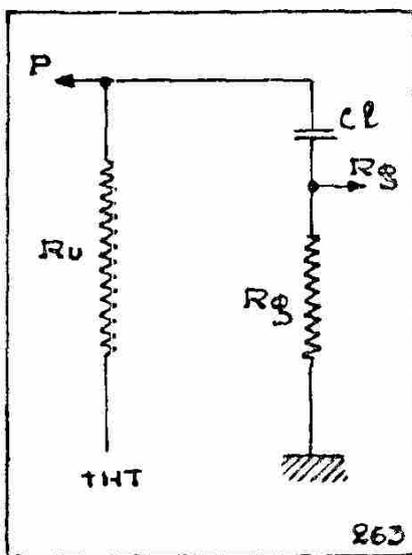


Fig. 92.

Le courant plaque étant un courant modulé peut être décomposé en un courant continu et un courant alternatif à fréquence téléphonique.

Au point de vue du courant continu,  $R_u$  agit seule, mais au point de vue de la composante alternative,  $R_u$  est en parallèle avec l'impédance que forment  $C_l$  et  $R_g$  en série.

La capacitance de  $C_l$  varie en raison inverse de sa capacité et de la fréquence. Si nous adoptons 50/1000  $\mu\text{F}$ , sa capacitance pour 25 p/s sera de 1 :  $(2 \times 3,14 \times 25 \times 0,000\,000\,050) = 128\,000$  ohms..

Pour 100 p/s elle sera de 32 000 ohms ; pour 1000 p/s, 3200 ohms ; pour 5 000 p/s, 640 ohms ; et pour 10 000 p/s, 320 ohms.

L'impédance de  $C_l$  doit s'ajouter à la résistance de grille.

Cet ensemble  $C_l + R_g$  est en parallèle avec  $R_u$ .

L'impédance totale des trois organes sera donc égale à

$$\frac{(C_l + R_g) \times R_u}{C_l + R_g + R_u}$$
 (en appliquant la loi de Kirchhoff relative aux résistances en parallèle, formule (5) p. 15). C'est l'impédance de charge du tube.

Pour que cette impédance totale ne s'écarte pas trop de  $R_u$ , il faut prendre  $R_g + C_l$  très grand par rapport à  $R_u$ .

Si nous examinons les caractéristiques du tube 6F5, dont la courbe représentant le gain est donnée fig. 90, page 156, on s'aperçoit que pour obtenir un gain élevé, de l'ordre de 70, par exemple, il faut une

résistance de charge de 150 000 ohms, mais qu'alors, la résistance de grille de la lampe suivante doit être d'au moins 1 000 000 ohms. Ce tube 6F5 ne convient absolument pas pour l'étage précédant une lampe de puissance. Par contre, il conviendra très bien pour amplifier les tensions recueillies aux bornes d'un pick-up faible et les transmettre à un tube du type 6C5 qui, lui, avec une tension alternative de 5 volts à l'entrée, fournira aisément, sans distorsion appréciable, une tension de 60 volts suffisante pour charger à fond n'importe quelle lampe de puissance.

L'impédance de charge (impédance de l'ensemble des trois organes) sera évidemment plus grande pour les fréquences basses que pour les fréquences élevées. Les sons aigus seront donc quelque peu sacrifiés.

*Un exemple : Soit un tube 6C5 utilisé comme suit :*

$$R_u = 50\,000 \text{ ohms} ; C_l = 50\,000 \mu\text{F} ; R_p = 500\,000 \text{ ohms.}$$

Quelle est l'impédance de charge aux différentes fréquences de 0 p/s (courant continu) à une fréquence tendant vers l'infini ?

$$\text{à } 0 \text{ p/s impédance} = \frac{(\text{infini} + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + \text{infini} + 500\,000} = 50\,000.$$

$$\text{à } 25 \text{ p/s impédance} = \frac{(128\,000 + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + 128\,000 + 500\,000} = 46\,300.$$

$$\text{à } 100 \text{ p/s impédance} = \frac{(32\,000 + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + 32\,000 + 500\,000} = 45\,700$$

$$\text{à } 1000 \text{ p/s impédance} = \frac{(3200 + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + 3200 + 500\,000} = 45\,480$$

$$\text{à } 10000 \text{ p/s impédance} = \frac{(320 + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + 320 + 500\,000} = 45\,457$$

$$\text{à l'infini imp. tend vers } \frac{(0 + 500\,000) \times 50\,000}{50\,000 + 0 + 500\,000} = 45\,452 \text{ ohms, valeur limite.}$$

En représentant graphiquement ces diverses impédances on obtient la courbe de la figure 93.

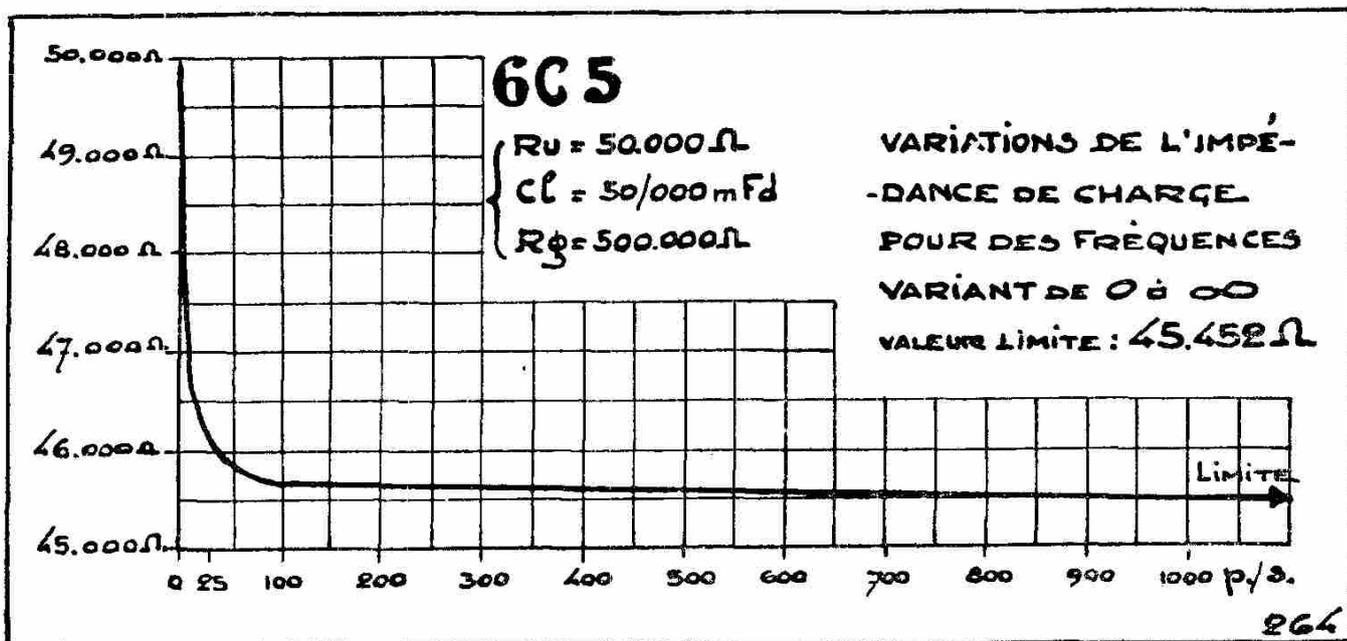


Fig. 93.

On voit que seule les fréquences très basses sont avantagées et que l'impédance, donc le gain, est sensiblement égal de 1000 à 10 000 p/s, tout au moins en ce qui concerne l'effet causé par l'impédance de charge.

### Caractéristiques statiques et dynamiques du tube triode

Dans la première partie de cet ouvrage, page 48, lors de notre première étude de la lampe triode, nous avons établi les caractéristiques plaque d'un tube.

Les courbes tracées représentaient les variations du courant anodique pour une tension grille variable et une tension anodique fixe (ceci s'écrit : car.  $I_a/V_g$ ).

L'ensemble des courbes était une famille de caractéristiques pour les tensions anodiques de 100, 150, 200 et 250 V.

Dans la deuxième partie, page 59, nous avons tracé une autre famille de courbes caractéristiques, mais cette fois, c'est la tension grille qui était fixe et l'intensité du courant anodique variait par suite de la variation de la tension anodique (ceci s'écrit : car.  $I_a/V_a$ ).

Il est évident que ces deux façons de tracer le graphique des variations de l'intensité du courant anodique représentent l'une et l'autre les mêmes caractéristiques d'un même tube, et que connaissant l'un des tracés, on peut en déduire l'autre.

Nous nous sommes surtout servis jusqu'à présent des courbes

représentant les variations de l'intensité du courant anodique pour une variation de la tension grille et une tension plaque fixe. Aussi, le lecteur est plus familiarisé à ce mode de représentation graphique. Nous allons toutefois passer d'un mode à l'autre. Pour faciliter notre tracé, nous ferons, au début, abstraction de la partie courbe des caractéristiques et nous supposerons que les parties droites se prolongent jusqu'à l'horizontale représentant zéro milliampère.

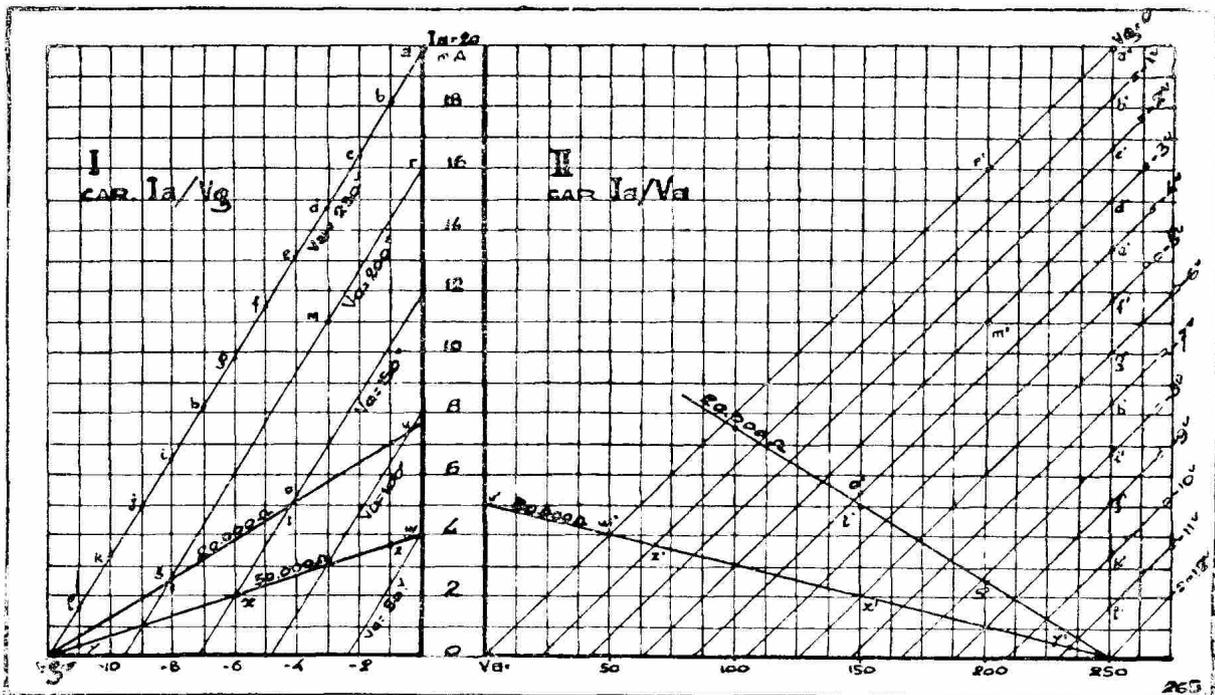


Fig. 94.

La figure 94 gauche représente une famille de courbes caractéristiques des variations du courant plaque ( $I_a$ ) en fonction des variations de la tension grille ( $V_g$ ) pour des tensions anodiques ( $V_a$ ) fixes de 250, 200, 150, 100 et 50 volts.

La figure 94 droite représente pour le même tube une famille de courbes caractéristiques des variations du courant plaque ( $I_a$ ) en fonction des variations de tension plaque ( $V_a$ ) pour des tensions de grille ( $V_g$ ) fixes de 0, — 1, — 2, — 3, — 4, — 5, — 6, — 7, — 8, — 9, — 10 et — 11 volts.

On remarquera que tous les points  $a, a'$  ;  $b, b'$  ; etc., ont la même signification. Ainsi, les points  $a, a'$  indiquent sur les deux schémas qu'avec 250  $V_a$  et 0  $V_g$ , le courant anodique est de 20 mA.

Les points  $g, g'$  indiquent qu'avec 250  $V_a$  et — 6  $V_g$ , le courant anodique est de 10 mA.

Les points  $m, m'$  indiquent qu'avec 200  $V_a$  et — 3  $V_g$ , le courant anodique est de 11 mA.

Les points  $o, o'$  indiquent qu'avec  $150 V_a$  et  $-4 V_g$ , le courant anodique est de  $5,5$  mA, etc.

*Résistance interne.* — Les points  $a$  et  $r$  de même que  $a'$  et  $r'$  nous indiquent qu'une diminution de  $50$  volts à la tension anodique produit une diminution de  $4$  mA. La résistance interne est donc  $50 : 0,004 = 12\,500$  ohms.

*Pente.* — Les points  $m$  et  $r$  de même que  $m'$  et  $r'$  nous indiquent qu'une variation de tension grille de  $3$  volts entraîne une variation d'intensité anodique de  $5$  mA. La pente est donc de  $5$  mA pour  $3$  V, soit  $1,666$  mA/V.

*Coefficient d'amplification.* — Nous savons que  $K = S.R_i$ . Donc  $K = 12\,500 \times 0,001\,666 = 20,833$ .

Nous conseillons au lecteur de lire les quelques lignes qui précèdent en examinant soigneusement et en comparant les deux parties de la figure 94.

Ces deux familles de courbes représentent les caractéristiques statiques du tube, c'est-à-dire du tube au repos, quand aucune tension alternative n'est appliquée sur la grille.

#### COMMENT ALLONS-NOUS FAIRE TRAVAILLER CE TUBE ?

Supposons que la résistance de charge soit nulle (chose peu probable d'ailleurs, et supposition absurde dans un montage à résistance). Nous savons que la tension alternative applicable à la grille ne doit pas s'approcher du  $0$  volt-grille, ni de la partie coudée que nous supposons commençant à  $-11$  volts-grille, pour une tension anodique de  $250$  volts. Nous serons donc limités par  $-1$  V et  $-11$  V. Nous disposons donc de  $10$  volts. Donc, au point  $g, g'$ , nous pourrions appliquer une tension alternative de  $10 V : 2 = 5$  volts pointe maximum.

$g, g'$  est donc le point de fonctionnement de la lampe, et, s'il n'y a pas de résistance de charge, ce point de fonctionnement se déplacera (fig. 94 gauche) sur la caractéristique  $250$  volts, de  $b$  à  $l$  et, sur la figure 94 droite, sur la verticale correspondant à  $250$  volts de  $b'$  à  $l'$ .

La droite  $bl$ , de même que  $b'l'$ , est la caractéristique de fonctionnement dynamique pour une résistance de charge nulle. On remarquera que dans ce cas la pente de la caractéristique dynamique correspond à la pente de la caractéristique statique.

## DROITE DE CHARGE

Examinons maintenant le cas, plus normal, où existe une résistance de charge  $R_u$ .

Supposons tout d'abord  $R_u = 20\ 000$  ohms.

C'est sur la figure 94 droite qu'il est le plus aisé de tracer la droite qui représente une résistance de charge.

Si la tension anodique est de 250 volts et qu'on l'applique à la plaque par l'intermédiaire d'une résistance de 20 000 ohms, il y aura une chute de tension au long de cette résistance et la tension réellement appliquée sur la plaque de la lampe sera diminuée de la tension aux bornes de la résistance.

Cette chute de tension est proportionnelle au courant qui traverse la résistance et ce courant est fonction de la tension grille.

Une chute de tension de 50 volts aura lieu pour un courant de  $50 : 20\ 000 = 2,5$  mA.

Une chute de tension de 100 volts aura lieu pour un courant de  $100 : 20\ 000 = 5$  mA.

Une chute de tension de 150 volts aura lieu pour un courant de  $150 : 20\ 000 = 7,5$  mA.

Ce raisonnement nous permet de déterminer sur la figure 94 droite les points  $s'$ ,  $t'$ ,  $u'$  qui sont situés sur la droite de charge de 20 000 ohms.

Le point  $s'$  correspond à une polarisation grille de  $-8$  volts.

Le point  $t'$  correspond à une polarisation grille de  $-4,2$  volts.

Le point  $u'$  correspond à une polarisation grille de  $-0,3$  volt.

Nous pouvons dès lors chercher  $s$ ,  $t$ ,  $u$  sur la figure 94 gauche.

Si l'échelle des intensités est la même sur les deux figures,  $s$ ,  $t$ ,  $u$  sont respectivement sur les mêmes horizontales que  $s'$ ,  $t'$ ,  $u'$  et ils se trouvent respectivement sur les caractéristiques 200 V, 150 V et 100 volts.

Traçons sur la figure droite la droite de charge de 50 000 ohms pour une tension anodique de 250 volts. Un point se trouve au pied de la verticale de 250 volts ; en effet, pour un courant nul, la chute de tension est nulle. Un autre point est situé sur la verticale passant par zéro volt. La chute de tension étant de 250 volts, le courant a une intensité de  $250 : 50\ 000 = 5$  mA (point  $v'$ ).

Le point  $w'$  situé sur la verticale de 50 volts, précisément pour une tension grille  $= 0$  volt se reportera aisément en  $w$  sur la figure gauche.

Cette droite de charge est la *caractéristique de fonctionnement* ou *caractéristique dynamique* du tube.

Il est de toute évidence qu'une caractéristique dynamique n'a aucune signification si on ne spécifie pas la tension anodique et la valeur de la résistance de charge.

La droite de charge représente aussi la *pente de fonctionnement dynamique* et l'on constate qu'elle est moins inclinée que la pente statique et qu'elle s'écarte d'autant plus de la pente statique que la résistance de charge est plus importante.

#### COMMENT VA FONCTIONNER LE TUBE AVEC UNE RÉSISTANCE DE CHARGE ?

Examinons le cas pour  $R_u = 50\,000$  ohms.

Les limites restent les mêmes, — 1 volt et — 11 volts, mais le point de fonctionnement au lieu d'être en  $g g'$  passe en  $x x'$  ; l'intensité anodique passe de 10 mA à 2 mA ; la tension effective sur la plaque de la lampe n'est plus que de 150 volts. En appliquant une tension alternative sur la grille, l'intensité anodique va varier ; donc, la chute de tension dans  $R_u$  variera dans les mêmes proportions. En conséquence, la tension effective appliquée sur la plaque sera une tension variable. Donc, le point de fonctionnement sautera d'une caractéristique à l'autre entre les points  $y y'$  et  $z z'$ .

#### GAIN

On constate que sur la caractéristique statique, pour un signal de 5 V pointe appliqué au point  $g$ , la variation d'intensité va de 1,83 à 18,16 mA, soit 16,33 mA ; sur la caractéristique dynamique de 20 000 ohms elle va de 0,72 à 7,1 mA, soit 6,38 mA ; et sur la caractéristique de 50 000 ohms, elle va de 0,33 à 3,66 mA, soit 3,33 mA.

On pourrait croire à première vue que le gain diminue avec l'augmentation de  $R_u$ , puisque les variations d'intensité vont en diminuant.

En réalité, il n'en est rien. C'est une amplification en tension que nous cherchons ; et c'est précisément les variations de la tension effective de la plaque que nous voulons transmettre au tube suivant.

Or, sans résistance de charge, la plaque est constamment au potentiel 250 V. Avec  $R_u = 20\,000$  ohms et une variation de 5 volts pointe sur la grille, la tension effective de la plaque varie de 110 V à 232,5 V, soit de 122,5 volts.

Le gain en tension est donc de  $122,5/10 = 12,25$ .

En appliquant la formule  $g = \frac{K \times R_u}{R_u + R_i}$ , nous aurions trouvé

$$g = \frac{20,833 \times 20\,000}{12\,500 + 20\,000} = 12,5.$$

Concordance presque parfaite et la différence provient de la difficulté de faire une lecture absolument précise sur les graphiques.

Avec  $R_u = 50\,000$  ohms, la tension effective de la plaque varie de 66,66... à 233,33... volts, soit de 166,66... volts.

Le gain en tension est donc de  $\frac{166,66}{10} = 16,66...$

En appliquant la formule  $g = \frac{K \times R_u}{R_u + R_i}$ , nous trouvons

$$\frac{20,833 \times 50\,000}{12\,500 + 50\,000} = 16,66.$$

La concordance est parfaite.

#### CALCUL DE LA RÉSISTANCE DE CATHODE $R_k$

Nous voilà armé pour résoudre le problème du calcul de la résistance de cathode annoncé page 151.

Sans résistance de charge, pour polariser la grille à — 6 volts, le courant anodique est de 10 mA (point  $g'$ ),  $R_k = 6\text{ V} : 0,010\text{ A} = 600$  ohms.

Avec  $R_u = 20\,000$  ohms, l'intensité anodique moyenne n'est plus que de 3,8 mA.  $R_k$  sera donc de  $6\text{ V} : 0,0038\text{ A} = 1579$  ohms.

Avec  $R_u = 50\,000$ , l'intensité anodique n'est plus que de 2 mA.  $R_k$  sera donc de  $6 : 0,002 = 3000$  ohms.

#### CALCUL DU CONDENSATEUR DE DÉCOUPLAGE $C_k$

Nous faisons remarquer page 151 que les résistances de cathode  $R_k$  étaient importantes et il semblait que la valeur de ces résistances ne répondaient pas au calcul simple que nous avons adopté dans les amplificateurs haute et moyenne fréquence. Nous savons maintenant que la résistance de cathode dépend de la résistance de charge autant que des caractéristiques statiques. Dès lors, l'impédance aux plus basses fréquences du condensateur de découplage  $C_k$  devant être petite par rapport à  $R_k$ , un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  dont l'impédance est de 640 ohms à 25 p/s sera déjà convenable dans le cas présent. Un condensateur de 50  $\mu\text{F}$  dont l'impédance à 25 p/s est de 128 ohms sera plus que parfait.

« CARACTÉRISTIQUES STATIQUES ET DYNAMIQUES »  
 DÉFAUT DE TOUS LES RAISONNEMENTS DU PARAGRAPHE

Nous avons imaginé, page 161, des familles de courbes qui ne représentent pas une réalité, puisque nous avons fait abstraction des parties courbes. Ceci nous a permis de comprendre le déplacement du point de fonctionnement sur la droite de charge. Nous allons refaire le même travail pour un tube réel. Nous constaterons que la droite de charge coupe certaines caractéristiques dans leur partie droite et d'autres caractéristiques dans leur partie courbe. Plus la lampe travaillera dans les parties courbes, plus il y aura de distorsion. C'est donc en examinant la droite de charge que l'on déterminera l'amplitude maximum du signal que l'on peut appliquer sur la grille.

*Un exemple pratique.*

Nous reproduisons, figure 95, les courbes caractéristiques de la partie triode du tube EBC3.

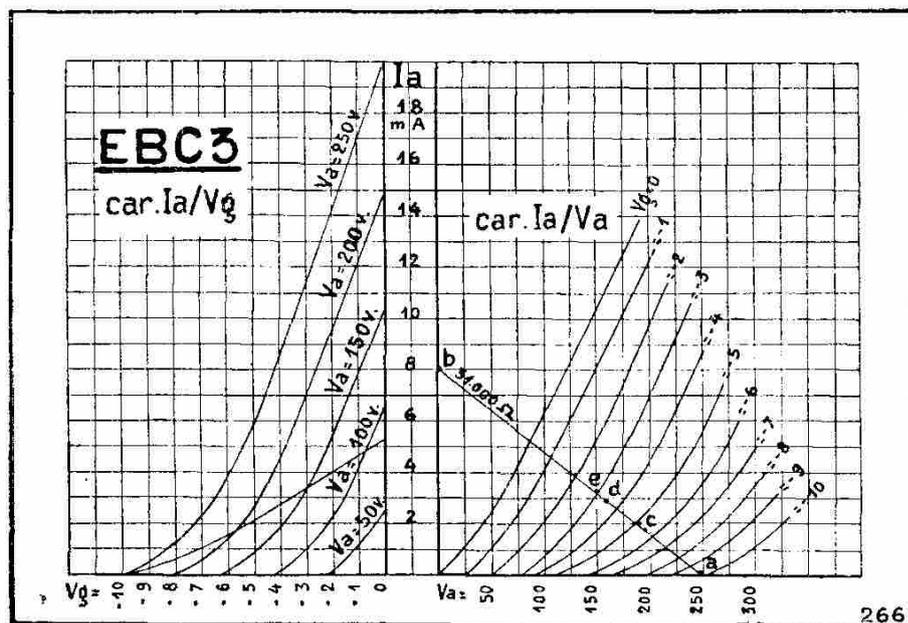


Fig. 95.

Tension anodique :  $V_a = 250$  volts.

Polarisation négative de la grille :  $V_g = -5,5$  volts.

Courant d'anode :  $I_a = 5$  mA.

Coefficient d'amplification :  $K = 30$ .

Pente au point de fonctionnement :  $S = 2 \text{ mA/V}$ .

Résistance interne au point de fonctionnement :  $R_i = 15\,000$  ohms.

Si nous désirons obtenir de ce tube un gain égal à 20, quelles seront les valeurs des résistances et condensateurs à employer ? (fig. 96).

Calcul de  $R_u$ .

La formule du gain est connue :

$$g = \frac{K \times R_u}{R_u + R_i}$$

$g = 20$  ;  $K = 30$  ;  $R_i = 15\,000$  ;  $R_u$  est l'inconnue.

$$\text{Donc, } 20 = \frac{30 R_u}{R_u + 15\,000}$$

$$20 R_u + 300\,000 = 30 R_u$$

$$30 R_u - 20 R_u = 300\,000$$

$$10 R_u = 300\,000$$

$$R_u = 30\,000.$$

Mais attention !  $R_u$  sur le croquis et  $R_u$  dans notre formule ne sont pas identiques. En effet, la formule envisage  $R_u =$  impédance de charge. Or, nous avons vu, page 159, que l'impédance de charge est l'ensemble de la résistance insérée dans le circuit d'anode, du condensateur de liaison et de la résistance de grille de la lampe suivante.

Ce n'est donc pas  $R_u$  du croquis qui doit avoir 30 000 ohms mais l'ensemble  $R_u$ ,  $C_l$  et  $R_g$ .

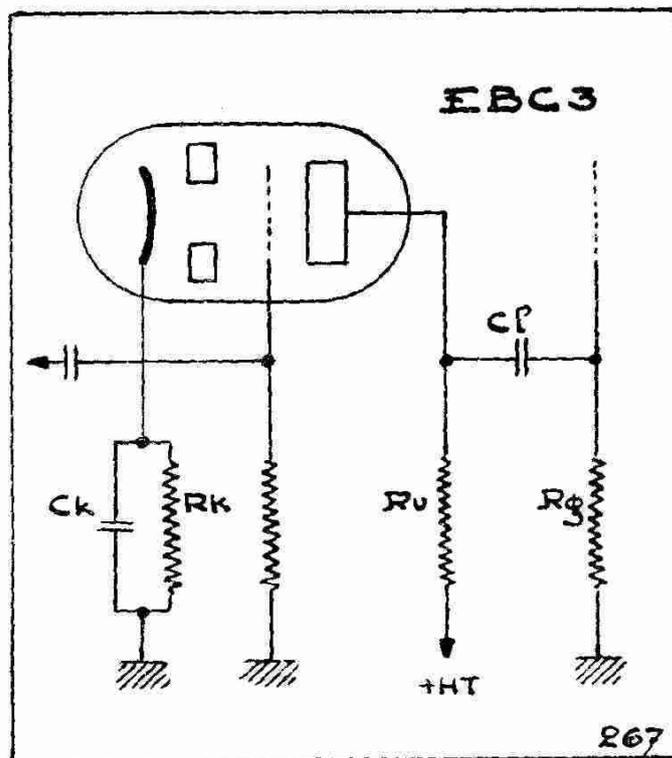


Fig. 96.

Le condensateur de liaison  $C_l$  doit avoir une impédance faible par rapport à  $R_g$ . Son influence sur l'impédance de charge sera faible (elle varie d'ailleurs avec la fréquence); nous pouvons donc le négliger pour le calcul de la résistance d'anode.

$R_u$  et  $R_g$  du croquis sont en parallèle et leur ensemble vaut 30 000 ohms. Supposons que la lampe finale ne permette pas une résistance supérieure à 500 000 ohms. La loi de Kirchhoff relative aux résistances en parallèle nous donne

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R'} + \frac{1}{R''} \quad (31). \quad \text{Donc,} \quad \frac{1}{30\,000} = \frac{1}{R_u} + \frac{1}{500\,000}$$

$$50 R_u = 1\,500\,000 + 3 R_u$$

$$50 R_u - 3 R_u = 1\,500\,000$$

$$47 R_u = 1\,500\,000$$

$$R_u = 1\,500\,000 : 47 = 31\,915 \text{ ohms.}$$

Si nous avons fait intervenir l'impédance de  $C_l$ , aux différentes fréquences acoustiques nous aurions trouvé pour  $R_u$  la même valeur 31 915 pour la fréquence zéro et une valeur d'autant plus faible que la fréquence augmente; pour une fréquence infinie nous aurions trouvé 30 000 ohms.

La valeur à donner à  $R_u$  sera comprise entre les limites 30 000 et 31 915 ohms. Admettons 31 000, comme correspondant aux fréquences acoustiques du milieu de la gamme.

#### DROITE DE CHARGE

Dès lors, nous pouvons tracer sur la figure 95 droite (courant plaque en fonction de la tension plaque) la droite de charge, non pas de 30 000, mais de 31 000 ohms.

Adoptons, ce qui est le cas le plus général, une tension anodique de 250 volts. La droite de charge passera par le pied de la perpendiculaire 250 V (point *a*). Sur la perpendiculaire zéro volt, elle passera par le point *b* qui représente l'intensité nécessaire pour produire une chute de tension de 250 volts dans la résistance de 31 000 ohms.  $I = V/R = 250 \text{ V} : 31\,000 \text{ ohms} = 0,008064$  ampère.

Nous pourrions aussi reporter la droite de charge point par point, sur la figure 95 gauche.

## CALCUL DE R<sub>K</sub>

D'après les données du constructeur, voir pages 167 et 168, polarisation grille = — 5,5 volts ; intensité anodique 5 mA, la résistance de cathode devrait avoir une valeur de  $5,5 \text{ V} : 0,005 \text{ A} = 1100$  ohms. Cela conviendrait en effet dans un montage à transformateur. Mais ici, il n'en va pas de même. En effet, nous pouvons lire sur les deux graphiques qu'avec — 5,5 volts de polarisation grille, la tension effective sur la plaque n'est plus que de 185 volts et l'intensité 1,8 milliampère. De plus, ce point *c* ne peut convenir comme point de fonctionnement au repos, il est situé en plein dans les parties courbes : le moindre signal serait amplifié avec distorsion.

A l'examen des graphiques, il apparaît que le point *d* est mieux situé. Nous le choisirons donc comme point de fonctionnement au repos. La polarisation grille sera donc choisie à — 3,5 volts. Le signal admissible sur la grille sera au maximum de 2,5 à 3 volts à gauche et à droite de ce point. Au repos, la tension effective sur la plaque sera de 160 volts ; le courant anodique de 3 mA.

Nous pouvons maintenant calculer R<sub>k</sub> pour fixer la polarisation positive de la cathode à + 3,5 volts pour un courant de 0,003 ampère.

$$R = V : I = 3,5 \text{ V} : 0,003 \text{ A} = 1166 \text{ ohms.}$$

Si nous avons choisi le point *o*, polarisation = — 3 volts, intensité = 3,3 mA., nous aurions trouvé  $R_k = 3 \text{ V} : 0,0033 \text{ A} = 909$  ohms.

C'est entre ces deux limites que nous choisirons notre résistance de cathode. 1000 ohms conviendront donc parfaitement.

## CALCUL DE C<sub>K</sub>

Les raisonnements donnés au sujet de C<sub>k</sub>, pages 150 et 166, permettent de considérer qu'un condensateur de 10  $\mu\text{F}$  est suffisant et qu'un condensateur de 50  $\mu\text{F}$  est réellement un luxe.

## PENTE DE LA CARACTÉRISTIQUE DYNAMIQUE

Au point de fonctionnement *e*, on peut lire sur les deux graphiques 0,65 mA/V environ.

Une formule, que nous signalons en passant, exprime la pente dynamique (*S'*) des triodes.

$$S' = \frac{S}{1 + (R_u : R_i)} \quad (32).$$

En appliquant les valeurs numériques du cas ci-dessus, on obtient :

$$\text{pente dynamique} = \frac{2}{1 + (31\,000 : 15\,000)} = 0,65 \text{ mA/V.}$$

### Cas de la penthode

Nous savons que la penthode se différencie de la triode par les points suivants :

1. Elle possède une grille écran ( $g_2$ ) dont la tension doit être d'environ 100 volts.
2. Elle possède une troisième grille ( $g_3$ ) dont l'effet est de supprimer l'émission secondaire ; elle ne doit jamais être positive ; son effet est purement statique.
3. Elle a un très grand coefficient d'amplification, mais qui n'intervient pas dans le calcul du gain.
4. Sa pente est faible.
5. Sa résistance interne est très grande, jusqu'à 2 500 000 ohms.
6. C'est un tube à courant constant, c'est-à-dire que le courant anodique est à peu près indépendant de la tension anodique. Ceci paraît paradoxal, la tension grille et la tension écran ont seules une influence sérieuse sur l'intensité du courant plaque.
7. Le recul de grille est toujours faible, donc le signal appliqué à la grille doit être de peu d'amplitude, sinon, le tube est saturé.
8. Il y a toujours distorsion, car il n'y a pas de partie de la caractéristique plaque vraiment rectiligne.
9. Le gain en tension peut être considérable (jusqu'à 200), mais la distorsion par affaiblissement des notes aiguës se manifeste d'autant plus que le gain exigé est grand. Ce gain se calcule par la formule  $g = S \times R_u$ . La résistance de charge est toujours petite par rapport à la résistance interne.

Voici le montage habituel d'une penthode dans un amplificateur BF à résistance (fig. 97).

Nous aurons à analyser successivement chacun des condensateurs et chacune des résistances nécessaires à ce montage. Pour certains points, il y a analogie avec le cas de la triode.

$C_k$  se calcule exactement comme pour la triode ;  $10 \mu\text{F}$  conviendront dans la plupart des cas, car  $R_k$  est toujours assez grand.

$C_l$ . Tout ce qui en a été dit reste vrai.

$R_g$ . Il s'agit de la résistance de grille de la lampe suivante dont la valeur maximum est donnée par le constructeur. Cette résistance (en série avec la capacitance de  $C_l$ ) est en parallèle avec  $R_u$  et c'est leur résultante qui devra intervenir dans le calcul du gain, comme pour la triode.

$R_e$ . Résistance en série dans le circuit d'écran ; a pour but d'amener la tension écran à une centaine de volts quand la tension anodique est de 250 volts. Sa valeur dépend du courant écran, lequel dépend lui-même de la tension de polarisation (voir page 172, la courbe représentant les variations du courant écran  $I_{g_2}$  pour une tension de 100 volts et une tension grille variable).

$C_d$ . Condensateur de découplage qui a pour but de fixer la tension écran ; c'est un condensateur de filtrage. Sa valeur doit être élevée ;  $0,05$  ou  $0,1 \mu\text{F}$  est une bonne valeur et n'est pas critique.

$R_k$ . Résistance de cathode dans laquelle passe la somme des courants plaque et écran. Cette somme étant connue, la valeur de la résistance se calcule par application de la loi d'Ohm.

*Traitons un exemple pratique : le tube EF6.*

Le constructeur donne les chiffres suivants :

Tension anodique	$V_a = 250$ volts.
Courant anodique	$I_a = 3$ mA.
Polarisation négative de la grille	$V_{g1} = -2$ volts.

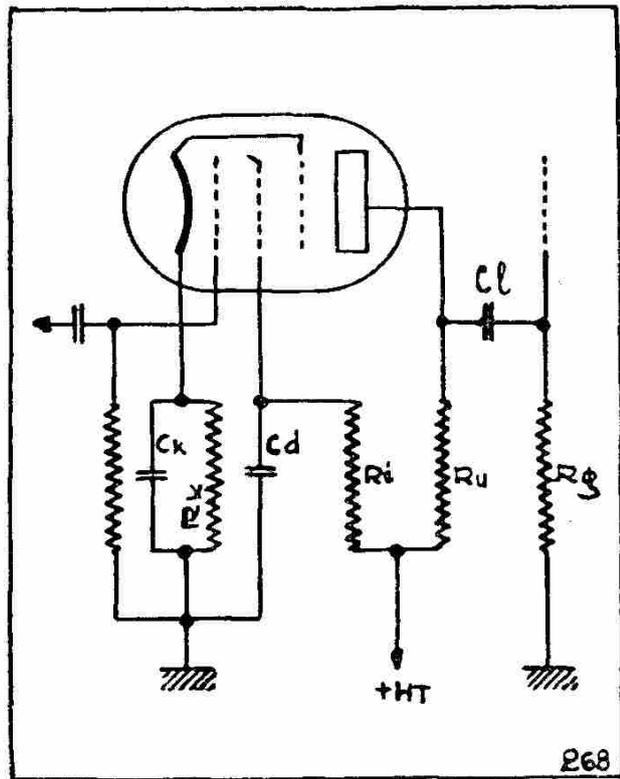


Fig. 97.

Tension écran	$V_{g2} = 100$ volts.
Courant écran	$I_{g2} = 0,8$ mA.
Pente au point de fonctionnement	$S = 1,8$ mA/V.
Coefficient d'amplification	$K = 4500$ .
Résistance interne	$R_i = 2\,500\,000$ ohms.
Dissipation anodique maximum	$W_a = 1$ watt.

(Il n'a pas encore été question jusqu'ici de dissipation anodique. Il s'agit du produit de  $V_a$  par  $I_a$  que le tube peut supporter sans risque de détérioration. Nous reviendrons sur cette question lors de l'étude des tubes de puissance.)

Voici quelques courbes caractéristiques données également par le constructeur (fig. 98).

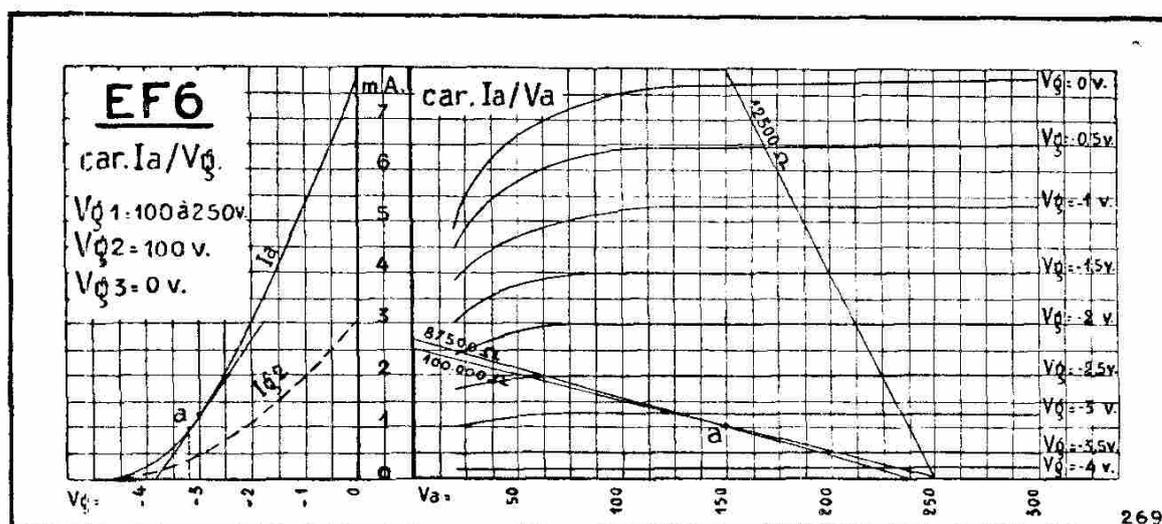


Fig. 98.

Sur le graphique de gauche (variations de l'intensité du courant anodique pour des tensions de grille  $g_1$  fixes, une tension d'écran  $g_2$  de 100 volts et une tension anodique variable de 0 à 300 volts), nous pouvons tracer la droite de charge pour une résistance  $R_i$  de 100 000 ohms. On constate immédiatement que cette droite coupe la courbe relative à la tension  $g_1 = -2$  volts dans une partie qui correspond à une tension effective sur la plaque vraiment trop faible, ici 10 volts. Cette tension grille ne convient absolument pas. Par contre, une tension de  $-3$  volts correspond à 125 volts, ce qui est mieux. En choisissant comme point de fonctionnement le

point *a* la tension effective sur la plaque est de 150 volts et l'intensité de 1 mA. La tension effective sur la plaque sera donc supérieure à la tension écran et, pour autant que le signal d'entrée soit faible, moins de 0,5 volt pointe, la distorsion sera acceptable. La polarisation grille au point *a* est de — 3,2 volts.

#### CALCUL DE $R_c$

En nous reportant au graphique de droite, nous lisons que pour une polarisation négative de grille de 3,2 volts, l'intensité du courant d'écran est de 0,4 mA. Cela nous permet de calculer  $R_c$  en appliquant la loi d'Ohm  $R = V : I = 150 : 0,0004 = 375\ 000$  ohms. On utilisera donc en pratique 350 000 ou 400 000 ohms.

#### CALCUL DE $R_k$

Dans la résistance de cathode passe le courant anodique (1 mA) et le courant d'écran (0,4 mA) soit au total 1,4 mA. La chute de tension doit être de 3,2 volts. En appliquant la loi d'Ohm, on trouve pour valeur de cette résistance  $R = V : I = 3,2 : 0,0014 = 2285$  ; on emploiera 2300 ohms.

#### CALCUL DU GAIN

Ici doit intervenir la résistance de grille de la lampe suivante, la capacitance de  $C_i$  pouvant être négligée. En supposant la valeur de la résistance de la lampe suivante choisie à 700 000 ohms, l'impédance de charge sera égale à

$$\frac{100\ 000 \times 700\ 000}{100\ 000 + 700\ 000} = 87\ 500 \text{ ohms.}$$

En menant par le point *a* de la figure 98 une tangente à la courbe caractéristique plaque, on voit que la pente est d'environ 1,5 mA/V au point de fonctionnement correspondant à une tension grille égale à — 3,2 volts.

Le gain sera donc de  $S \times R_u = 0,0015 \times 87\ 500 = 125$ .

On peut aussi lire directement sur la figure 98 que la droite de charge pour une impédance de 87 500 ohms passant par le point *a* et une tension anodique de 250 volts coupe les courbes de — 2,5 V et — 3,5 V sur les verticales correspondant à des ten-

sions effectives sur la plaque, respectivement de 60 à 185 volts. Donc, une tension d'entrée de 1 volt donne une tension de sortie de  $185 \div 60 = 125$  volts. Le gain est donc bien de 125.

### **Faut-il employer une triode ou une penthode dans les amplificateurs de tension des amplificateurs de radio ?**

Avant de répondre à cette question, rappelons tout d'abord les caractères de la triode et de la penthode.

#### **TRIODE**

Gain faible : 10 à 20.

Admet un signal important sur la grille.

Convient en 2<sup>e</sup> étage basse fréquence.

Peut attaquer une lampe de puissance dont la résistance de grille doit être faible (250 000 ohms), cette dernière résistance étant toujours grande par rapport à la résistance de charge ( $R_u$ ).

Peu de distorsion.

#### **PENTHODE**

Gain important : 50 à 150.

N'admet qu'un signal faible sur la grille.

Serait saturé en deuxième étage, ne convient qu'en premier étage BF.

Ne peut précéder une lampe de puissance réclamant une résistance de grille faible (250 000 ou 500.000 ohms).

Distorsion qui croît avec le gain.

Un récepteur bien conçu au point de vue amplification haute fréquence, changement de fréquence, amplification moyenne fréquence, détection et régulation, donne un fort signal au détecteur, condition nécessaire pour que la détection soit linéaire. Un tel récepteur s'accommodera fort bien d'un tube triode, que l'on pourra charger à fond en poussant le curseur du potentiomètre de contrôle manuel du volume sonore. Ce même récepteur, muni d'une penthode en amplificatrice BF de tension devrait avoir le curseur du potentiomètre près du minimum. Dès que l'on pousserait un peu plus loin l'amplification, la distorsion serait insupportable, puisque le tube serait saturé.

Dans un poste bon marché, donnant peu d'amplification MF, le signal à la détection peut être relativement faible. La penthode sera

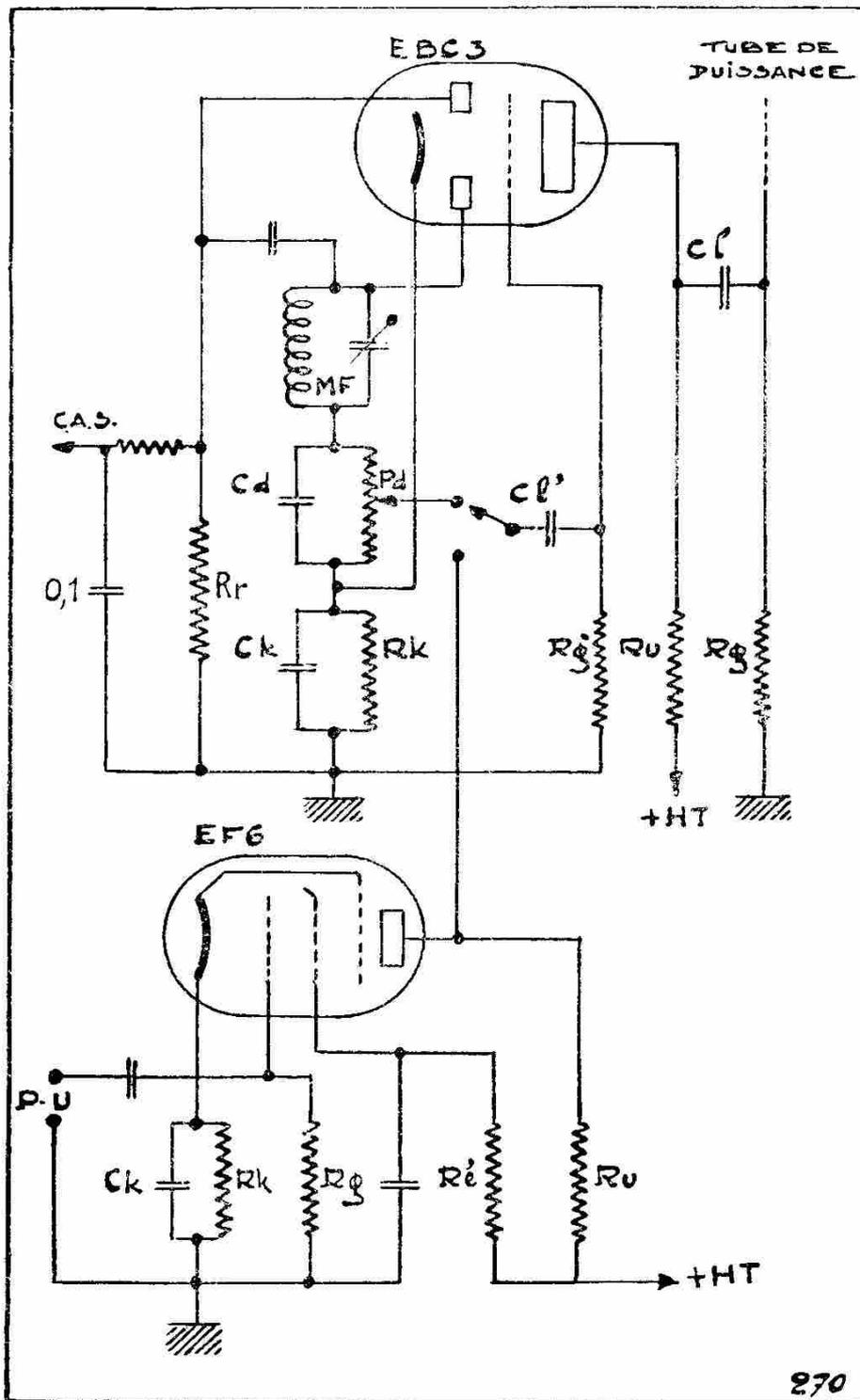


Fig. 99.

alors toute indiquée pour amplifier le faible courant détecté et charger convenablement le tube de puissance. Bien entendu, si le résultat au point de vue du volume de son est convenable, la fidélité sera loin d'égaliser celle que l'on obtient avec une triode.

Si le récepteur est bien conçu et peut s'accommoder d'une triode en premier étage BF de tension, et si l'amplificateur BF de ce récepteur doit servir à l'amplification phonographique, il se peut que l'on dispose d'un pick-up ne donnant qu'une faible tension de signal. C'est le cas, par exemple, des excellents pick-up électrodynamiques. On peut, dans ce cas, intercaler un étage d'amplification par penthode entre le lecteur et la triode, en ayant soin de ne réclamer de la penthode qu'une amplification tout juste nécessaire pour charger à fond la triode.

La figure 99 représente le schéma d'un amplificateur de tension comportant, pour la radio, un tube duodiode-triode détecteur, avec régulation différée, et amplificateur BF. Pour le pick-up, un tube EF6, penthode à pente fixe, assure la préamplification et charge la partie triode du tube EBC3.

Il est intéressant de faire, à titre d'exemple, le calcul complet de cet amplificateur de tension. Établissons tout d'abord les données du problème.

Le tube de sortie choisi peut recevoir un signal de 18 volts. Sa résistance de grille est au maximum de 500 000 ohms.

La tension du signal détecté est de 1 volt.

La tension du signal du pick-up est de 0,1 volt.

Toutes les abréviations utilisées dans la figure sont nos abréviations habituelles. Seules,  $R_g$  et  $C_l$  interviennent supplémentai-  
rement, car elles représentent, avec  $R_u$  du tube EF6, l'impédance de charge de ce dernier tube.

#### CALCUL DES RÉSISTANCES ET CONDENSATEURS DU TUBE EBC3

Un gain de 20 est suffisant et le lecteur pourra se rapporter au même problème, dont la solution est donnée page 168.

$R_g$  pourra avoir une valeur de 700 000 ohms et  $C_l$  10 000 micromicrofarads.

#### CALCUL DES RÉSISTANCES ET CONDENSATEURS DU TUBE EF6

$R_u$ . Un gain de 10 serait théoriquement suffisant. Vu la marge dont nous disposons, (le tube EF6 peut aisément donner un gain de 100), nous ferons nos calculs pour obtenir un gain de 20 environ.

La pente étant de 1,8 mA/V, nous pouvons calculer l'impédance

de charge nécessaire, d'après la formule  $G = S \cdot R_u$  ou  $R_u = \frac{G}{S}$   
 $= 20 : 0,0018 = 11\ 111$  ohms, soit 12 000 en pratique.

Cette impédance de charge comporte  $R_u$  du tube EF6 et  $C_{I'}$  et  $R_{g'}$  du tube EBC3. La capacitance de  $C_{I'}$  peut être négligée ;  $R_{g'} = 700\ 000$  ohms. Cherchons  $R_u$ .

$$\text{Impédance de charge, } 12\ 000 = \frac{R_u \times 700\ 000}{R_u + 700\ 000}$$

$$12\ 000 R_u + (12\ 000 \times 700\ 000) = 700\ 000 R_u$$

$$700\ 000 R_u - 12\ 000 R_u = 8\ 400\ 000\ 000$$

$$688\ 000 R_u = 8\ 400\ 000\ 000$$

$$R_u = 8\ 400\ 000\ 000 : 688\ 000 = 12\ 209 \text{ ohms.}$$

En pratique, nous forcerons à 12 500, le gain augmentera un peu et nous serons encore très loin des possibilités du tube.

$R_c$ . Traçons sur la partie droite de la figure 98, page 173, la droite de charge correspondant à une résistance de 12 500 ohms. Nous constatons que cette droite coupe toutes les courbes correspondant aux polarisations négatives de 0 à — 4 volts. Il sera donc possible d'utiliser la polarisation grille de — 2 volts. Sur le graphique de gauche, on peut lire que le courant écran est 1,1 mA. En appliquant la loi d'Ohm, pour une tension de 100 volts ou une chute de tension de 150 volts,  $R_c$  aura une valeur de  $150 : 0,0011 = 136\ 363$  ohms. On choisira, en pratique, une résistance dont la valeur se rapproche de cette dernière, soit 150 000 ohms.

$R_k$ . Le courant qui circule dans  $R_k$  est composé du courant anodique, 3 mA, et du courant d'écran, 1,1 mA ; soit, au total, 4,1 mA. La chute de tension, pour satisfaire à la polarisation négative de grille demandée, doit être de 2 volts. Donc,  $R_k = V : I = 2 : 0,0041 = 487$  ohms. En pratique, 500 ohms.

$C_k$  devra avoir une forte capacité, 50  $\mu$ F, pour permettre le passage des sons graves.

Quel sera le gain réel ?  $g = S \times R_u = 0,0018 \times 12\ 500 = 22,5$ .

**Peut-on réaliser tous ces calculs si l'on ne possède pas les graphiques des courbes caractéristiques de courant plaque pour tension plaque variable et tensions grilles fixes, ou tension grille variable et tensions plaque fixes ?**

Il arrivera souvent que l'on ne possède pas les graphiques, mais que le constructeur joint à la lampe vendue des caractéristiques de service. Il existe aussi des « Vade-mecum des lampes » de Brans, des « Manuel technique » de Sylvania, des « Manuel des Valves » de Adzam et des « Philips Miniwatt » qui donnent des chiffres à profusion, mais oublient parfois les graphiques. Comment faire ?

*Soit à utiliser une 56, triode américaine.*

Sylvania donne :

$V_a == 100 \text{ V}$	ou	$250 \text{ V}$
$I_a == 2,5 \text{ mA}$		$5 \text{ mA}$ .
$V_g == - 5 \text{ V}$		$- 13,5 \text{ V}$ .
$R_i == 12\,000 \text{ ohms}$		$9\,500 \text{ ohms}$ .
$S == 1,15 \text{ mA/V}$		$1,45 \text{ mA/V}$ .
$K == 13,8$		$13,8$ .

Avec ces données, il est possible de reconstituer d'une façon approximative mais suffisante les courbes caractéristiques (fig. 100).

Sachant que, pour des tensions anodiques de 100 et 250 volts, la polarisation est de  $- 5$  et  $- 13,5$  volts et l'intensité  $I_a$  de 2,5 mA et 5 mA, nous pouvons fixer le point  $a$  de la caractéristique 100 volts et le point  $b$  de la caractéristique 250 volts.

Connaissant la pente 1,15 mA/V au point  $a$  et 1,45 mA/V au point  $b$ , nous pouvons reconstituer l'allure de la partie rectiligne des caractéristiques  $I_a/V_g$  pour des tensions plaque de 100 et 250 volts.

Nous pouvons aussi tracer, point par point, la famille de courbes  $I_a/V_a$  de la partie droite de la figure 100.

Par la méthode étudiée plus haut (page 163) nous tracerons, sur

le graphique de droite, la droite de charge relative à 50 000 ohms, et nous le reporterons sur le graphique de gauche.

Les deux graphiques seront ainsi complets, sauf le coude inférieur des caractéristiques.

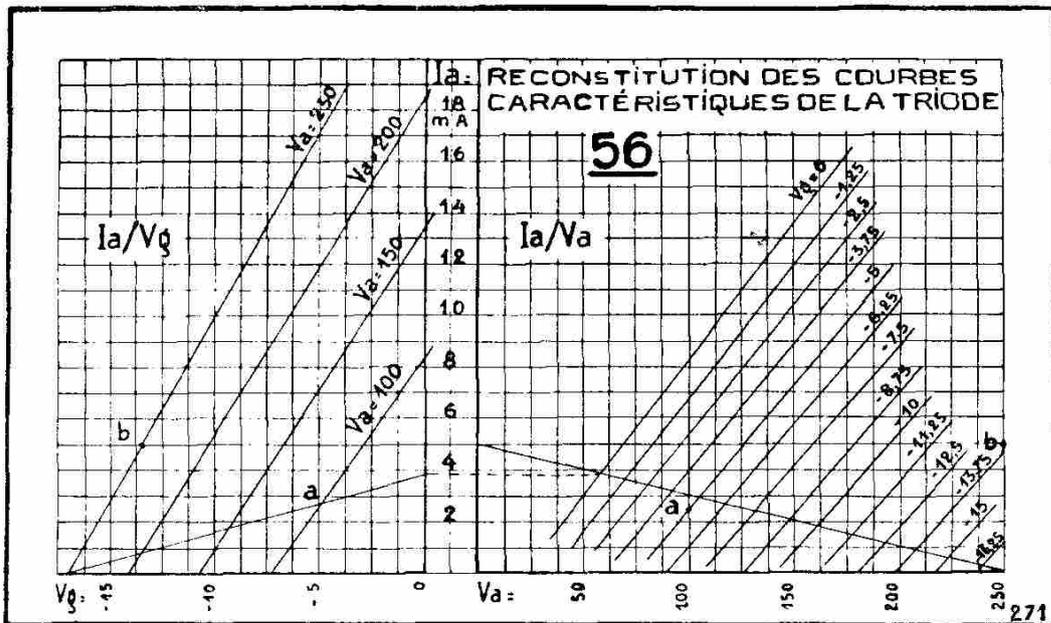


Fig. 100.

On lit immédiatement que pour  $-13,5$  volts de polarisation grille, le courant anodique est de  $0,8$  mA et la tension effective sur la plaque  $200$  volts. La résistance de cathode sera de  $13,5 : 0,008 = 16\,122$  ohms.

Si la résistance de grille de la lampe suivante est de  $500\,000$  ohms, l'impédance de charge sera

$$\frac{50\,000 \times 500\,000}{50\,000 + 500\,000} = 45\,154 \text{ ohms.}$$

Le gain sera de

$$K \times \frac{R_u}{R_u + R_i} = 13,8 \times \frac{45\,154}{45\,154 + 9\,500} = 11,5.$$

La pente dynamique est de  $4/17$  mA/V.

Soit maintenant à utiliser une 6J7, penthode américaine.

Sylvania donne :

$V_a$	$= 100$ volts	$250$ volts
$I_a$	$= 2$ mA	$2$ mA
$V_{g_1}$	$= -3$ volts	$-3$ volts
$V_{g_2}$	$= 100$ volts	$100$ volts
$I_{g_2}$	$= 0.5$ mA	$0,5$ mA
$R_i$	$= 1$ mégohm	$1,5$ mégohm
Pente	$= 1,185$ mA/V	$1,5$ mA/V
$V_{g_1}$ pour coupure du courant	$= -7$ volts	$-7$ volts.

Reconstituons les familles de courbes caractéristiques (fig. 101).

Le point  $a$  se trouve sur la verticale  $-3$  volts et sur l'horizontale  $2$  mA. A cet endroit, pour  $V_a = 250$  volts, la pente est de  $1,5$  mA/V. Il sera aisé de donner l'allure générale de la courbe en la faisant passer par  $b$  ( $1,5$  mA  $\times 3$ ) +  $2$  mA =  $6,5$  mA. Le coude inférieur se tracera par un raccord au point  $c$  ( $-7$  volts pour la coupure du courant anodique).

Avec  $100$  volts de tension écran et  $-3$  volts de polarisation grille, le courant écran est de  $0,5$  mA. Ceci nous permet de déterminer le point  $d$  et de reconstituer approximativement la caractéristique écran.

Quant aux courbes caractéristiques de courant anodique en fonction d'une tension anodique variable et de tensions grille fixes, nous connaissons leur allure générale chez les penthodes. Elles sont presque horizontales, tout en s'inclinant de plus en plus, mais légèrement, au fur et à mesure que l'on se rapproche de zéro volt grille. Il est donc aisé de les reconstituer approximativement.

Sur la figure de droite, traçons les droites de charge relatives à  $50\ 000$ ,  $100\ 000$  et  $200\ 000$  ohms et choisissons comme points de fonctionnement respectifs

- $e$  pour  $50\ 000$  ohms, sur la courbe  $-3$  volts grille ;
- $f$  pour  $100\ 000$  ohms, sur la courbe  $-3,5$  volts grille ;
- $g$  pour  $200\ 000$  ohms, sur la courbe  $-4$  volts grille.

Le courant plaque sera de  $1,9$  mA, ou  $1,4$  mA, ou  $0,9$  mA.  
Le courant écran sera de  $0,5$  mA, ou  $0,4$  mA, ou  $0,27$  mA.

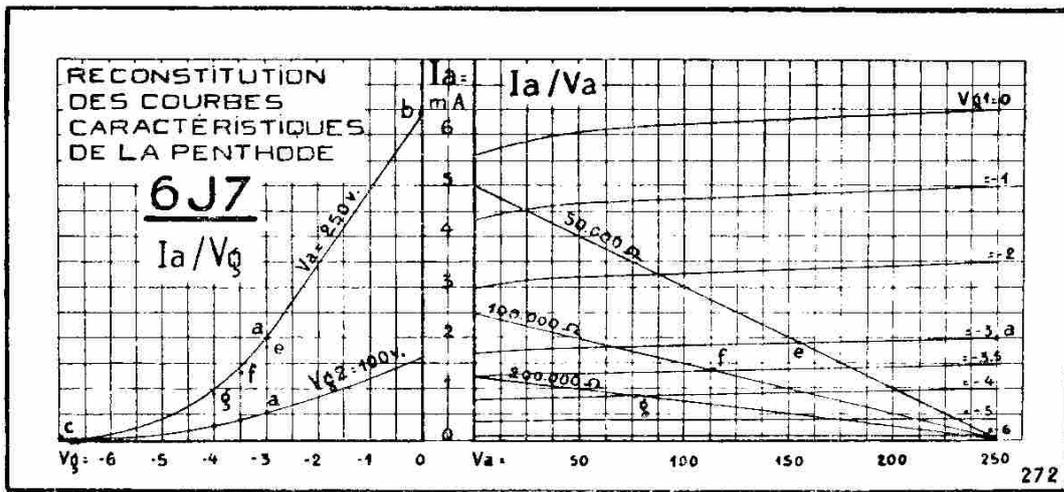


Fig. 101.

Les trois résistances d'écran à employer seront donc respectivement de  $R = V : I$ ,  $150\ V : 0,0005\ A = 300\ 000\ \text{ohms}$   
 $150\ V : 0,0004\ A = 375\ 000\ \text{ohms}$   
 $150\ V : 0,00027\ A = 555\ 555\ \text{ohms}$ , soit  
 $500\ 000$  en pratique.

Le courant traversant la résistance de cathode sera de  $1,9 + 0,5 = 2,4\ \text{mA}$  ;  $1,4 + 0,4 = 1,8\ \text{mA}$  et  $0,9 + 0,27 = 1,17\ \text{mA}$ .

Les trois résistances de cathodes seront donc respectivement de  $R = V : I = 3\ V : 0,0024\ A = 1200\ \text{ohms}$ .

$3,5\ V : 0,0018\ A = 1944\ \text{ohms}$ , soit  $2000\ \text{ohms}$  en pratique.

$4\ V : 0,00117\ A = 3418\ \text{ohms}$ , soit  $3500\ \text{ohms}$  en pratique.

Les impédances de charge, pour une résistance de grille du tube suivant de  $700\ 000\ \text{ohms}$  seront respectivement de :

$$\frac{50\ 000 \times 700\ 000}{50\ 000 + 700\ 000} = 46\ 666\ \text{ohms.}$$

$$\frac{100\ 000 \times 700\ 000}{100\ 000 + 700\ 000} = 87\ 500\ \text{ohms.}$$

$$\frac{200\ 000 \times 700\ 000}{200\ 000 + 700\ 000} = 155\ 555\ \text{ohms.}$$

Le gain, dans chacun des cas sera :

$$g = S \times R_u = 0,0015 \times 46\ 666 = 70$$

$$0,0015 \times 87\ 500 = 131$$

$$0,0015 \times 155\ 555 = 233.$$

## CHAPITRE VII

# AMPLIFICATION DE PUISSANCE

### Rôle

Si le rôle de l'amplification de tension était de fournir à la lampe suivante une tension capable d'exciter convenablement sa grille et devait, par conséquent, fournir des volts, l'amplificateur de puissance a pour rôle d'exciter le haut-parleur. Or, le haut-parleur est un moteur électrique. Pour le faire fonctionner, il faut de la puissance. C'est donc des watts que doit fournir la lampe finale ; c'est du courant, et en particulier du courant modulé. La puissance modulée est en effet la seule qui ait une action sur le haut-parleur au point de vue de la production de son.

### Puissance dissipée par une lampe de puissance

Les constructeurs de lampes indiquent toujours la puissance dissipée maximum de chaque tube. Ainsi, pour ne citer que les principaux, nous trouvons :

AD1	triode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 60 \text{ mA}$	$W_a = 15 \text{ w}$	$G1 = -45 \text{ V}$
EL2	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 32 \text{ mA}$	$W_a = 8 \text{ w}$	$G1 = -18 \text{ V}$
EL3	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 36 \text{ mA}$	$W_a = 9 \text{ w}$	$G1 = -6 \text{ V}$
EL5	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 72 \text{ mA}$	$W_a = 18 \text{ w}$	$G1 = -6 \text{ V}$
EL6	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 72 \text{ mA}$	$W_a = 18 \text{ w}$	$G1 = -16 \text{ V}$
F. 410	triode	$V_a = 550 \text{ V}$	$I_a = 45 \text{ mA}$	$W_a = 25 \text{ w}$	$G1 = -8 \text{ V}$
F. 443	penthode	$V_a = 550 \text{ V}$	$I_a = 45 \text{ mA}$	$W_a = 25 \text{ w}$	$G1 = -36 \text{ V}$
F. 704	triode	$V_a = 450 \text{ V}$	$I_a = 55 \text{ mA}$	$W_a = 25 \text{ w}$	$G1 = -40 \text{ V}$
2A3	triode	$V_a = 300 \text{ V}$	$I_a = 40 \text{ mA}$	$W_a = 12 \text{ w}$	$G1 = -84 \text{ V}$
6L6	tétrode	$V_a = 300 \text{ V}$	$I_a = 53 \text{ mA}$	$W_a = 15 \text{ w}$	$G1 = -62 \text{ V}$
6F6	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 34 \text{ mA}$	$W_a = 8,5 \text{ w}$	$G1 = -16,5 \text{ V}$
47	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 31 \text{ mA}$	$W_a = 7,5 \text{ w}$	$G1 = -16,5 \text{ V}$
42	penthode	$V_a = 250 \text{ V}$	$I_a = 31 \text{ mA}$	$W_a = 7,5 \text{ w}$	$G1 = -16,5 \text{ V}$

Le nombre de watts dissipés est donc le produit de la tension anodique par l'intensité pour une polarisation grille déterminée. Le tableau ci-dessus donne tous les renseignements nécessaires.

Il est cependant possible d'atteindre cette même puissance dissipée avec d'autres tensions d'anode et des intensités correspondantes.

Exemple : Le tube AD1 dissipe 15 watts pour 250 volts et 60 mA ;  
mais il donnerait aussi 15 watts pour

- 50 volts et 300 mA car  $50 \text{ V} \times 0,3 \text{ mA} = 15 \text{ watts}$ .
- 100 volts et 150 mA.
- 150 volts et 100 mA.
- 200 volts et 75 mA.
- 250 volts et 60 mA.
- 300 volts et 50 mA.
- 350 volts et 43 mA.
- 400 volts et 37,5 mA.

Nous pouvons représenter les chiffres du tableau ci-dessus par  
une courbe (fig. 102).

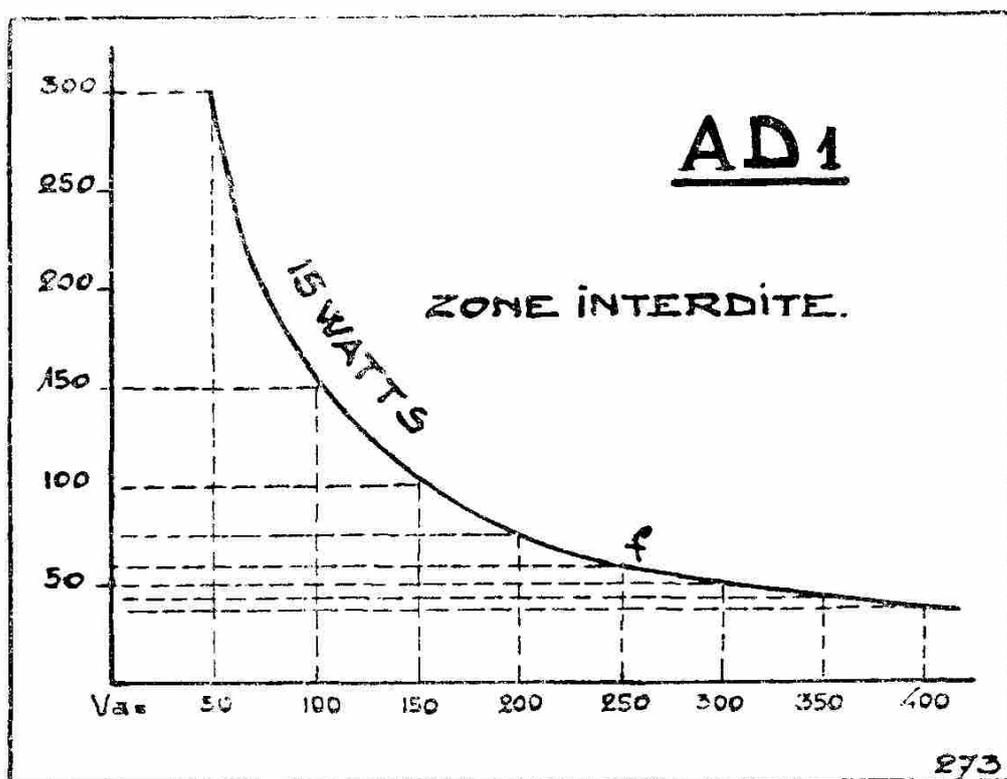


Fig. 102.

En ordonnée, nous indiquerons les intensités ; en abscisse, les tensions.

Tous les points de la courbe représentent une puissance dissipée de 15 watts.

Tout point de fonctionnement choisi sous la courbe indique une puissance dissipée inférieure à 15 watts.

Tout point de fonctionnement choisi au-dessus de la courbe indique une puissance dissipée supérieure à 15 watts. Toute cette zone est, en principe, interdite, et, lors de l'établissement de la droite de charge, il sera prudent de veiller à ce que la lampe ne travaille pas ou peu dans cette zone.

### **Puissance modulée**

Si la tension anodique, pour le tube AD1 est de 250 volts, et si la tension grille est de — 45 volts, l'intensité du courant anodique sera de 60 mA.

Si nous appliquons à la grille une tension alternative, le courant anodique sera modulé. Nous pourrions donc le décomposer en un courant continu et une composante alternative. C'est cette composante alternative seule qui agira sur le haut-parleur ; c'est la *puissance modulée*.

La puissance modulée est donc une fraction de la puissance totale. Son importance relative grandit avec le signal soumis à la grille. Elle dépend aussi de l'impédance de charge.

Il sera important, dans l'étude de l'amplification de puissance, de s'attacher au problème de la distorsion.

### **L'impédance de charge**

Elle est constituée par le haut-parleur et son transformateur de sortie. Nous reviendrons plus loin sur la question de ces deux organes, le présent paragraphe ayant pour but de rechercher l'impédance que leur ensemble doit représenter pour chaque cas particulier.

En effet, un amplificateur peut viser à deux buts bien différents : produire un grand volume de son, ou reproduire avec un maximum de fidélité. D'un même tube, on peut tirer un important volume de son avec peu de fidélité, ou un plus petit volume de son avec une grande fidélité. Il est évident qu'un pick-up avec amplificateur destiné à une « braderie » devra surtout « faire du tapage », alors qu'un récepteur de T. S. F. destiné au home devra être aussi fidèle que possible.

Comment choisir le point de fonctionnement et la résistance de charge ?

Comme pour l'amplification de tension, deux cas vont se présenter : le tube est triode ou il est penthode.

## Cas de la triode

Nous reproduisons ci-dessous une famille de caractéristiques de la lampe triode AD1 de 15 watts.

Le constructeur donne les chiffres et le graphique suivants (fig. 103) :

Vf	4 volts
If	0,95 ampères
Va	250 volts
Ia	60 mA
Vg	— 45 volts
S	6,4 mA/V
Ri	670 ohms
Wa	15 watts.

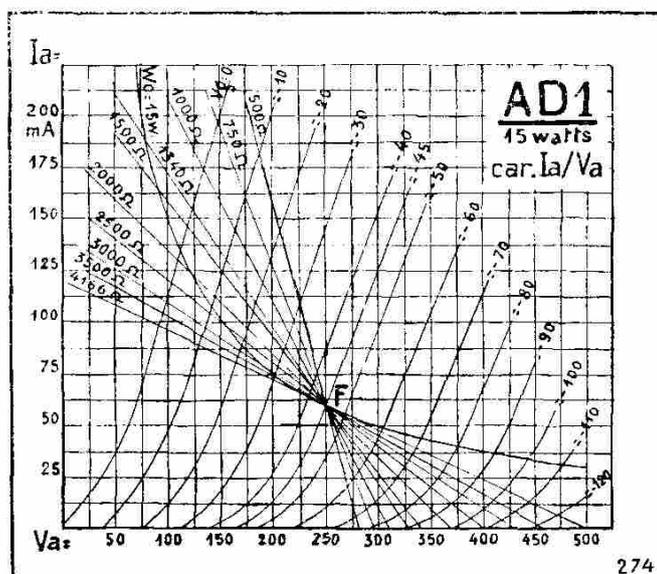


Fig. 103.

Nous choisissons, comme point de fonctionnement au repos, le point F, qui correspond aux indications du constructeur :

$$V_a = 250 \text{ V} ; G_1 = -45 \text{ V} ; I_a = 60 \text{ mA.}$$

Par ce point F, traçons les quelques droites de charge correspondant à 500 ohms, 750 ohms, 1000 ohms, 1340 ohms (deux fois la résistance interne du tube), 1500 ohms, 2000 ohms, 2500 ohms, 3000 ohms, 3500 ohms et 4166 ohms. Cette dernière est tangente à la courbe délimitant la zone interdite ; c'est la seule droite de charge qui ne coupe pas la courbe. Elle est aussi le quotient de la tension anodique par le courant anodique au repos.  $250 \text{ V} : 0,06 \text{ A} = 4166 \text{ ohms}$ .

Une formule donne la puissance modulée ( $W_o$ ) du tube triode :

$$W_o = \frac{(I_a \text{ max} - I_a \text{ min}) \times (V_a \text{ max} - V_a \text{ min})}{8} \quad (33)$$

Proposons-nous le problème suivant : En appliquant à la grille un signal de 25 volts pointe de part et d'autre du point de fonctionnement F, quelle sera la puissance modulée pour différentes impédances de charge ?

$$\text{Pour une impédance de charge de 500 ohms } W_o = \\ \frac{(0,145 - 0,005) \times (278 - 207)}{8} = \frac{0,140 \times 71}{8} = 1,2175$$

$$\text{Pour 750 ohms } W_o = \\ \frac{(0,127 - 0,008) \times (288 - 198)}{8} = \frac{0,119 \times 90}{8} = 1,34$$

$$\text{Pour 1000 ohms } W_o = \\ \frac{(0,118 - 0,013) \times (297 - 190)}{8} = \frac{0,105 \times 107}{8} = 1,404$$

$$\text{Pour 1340 ohms } W_o = \\ \frac{(0,109 - 0,017) \times (307 - 184)}{8} = \frac{0,092 \times 123}{8} = 1,414$$

$$\text{Pour 1500 ohms } W_o = \\ \frac{(0,104 - 0,020) \times (312 - 182)}{8} = \frac{0,084 \times 130}{8} = 1,365$$

$$\text{Pour 2000 ohms } W_o = \\ \frac{(0,097 - 0,025) \times (320 - 177)}{8} = \frac{0,072 \times 143}{8} = 1,287$$

$$\text{Pour 2500 ohms } W_o = \\ \frac{(0,091 - 0,029) \times (327 - 173)}{8} = \frac{0,062 \times 154}{8} = 1,193$$

$$\text{Pour 3000 ohms } W_o = \\ \frac{(0,087 - 0,033) \times (331 - 168)}{8} = \frac{0,054 \times 163}{8} = 1,1$$

$$\text{Pour 3500 ohms } W_o = \\ \frac{(0,083 - 0,035) \times (333 - 167)}{8} = \frac{0,048 \times 166}{8} = 0,996$$

$$\text{Pour 4166 ohms } W_o = \\ \frac{(0,081 - 0,039) \times (338 - 165)}{8} = \frac{0,042 \times 173}{8} = 0,904$$

On constate que, au fur et à mesure que grandit l'impédance, la puissance modulée croît, passe par un maximum, puis décroît et que la puissance modulée est maximum quand l'impédance de charge est le double de la résistance interne du tube. Ceci peut d'ailleurs se démontrer mathématiquement, mais cette démonstration sortirait du cadre de cet ouvrage.

### Distorsion

S'il ne s'agissait que d'obtenir une puissance modulée considérable, c'est évidemment une impédance de charge égale à deux fois  $R_i$  qu'il faudrait choisir. Mais, la triode produit une distorsion dont la cause est l'apparition d'un certain pourcentage d'harmonique II. L'oreille supporte 5 % d'harmonique II.

D'après la formule ci-dessous, nous pouvons, pour la même série d'impédance de charge, calculer le pourcentage d'harmonique II.

$$\% \text{ harmonique II} = \frac{\frac{I_a \text{ max} + I_a \text{ min}}{2} - I_a}{I_a \text{ max} - I_a \text{ min}} \times 100 \quad (34)$$

$I_a$  est le courant anodique au repos pour le point de fonctionnement choisi ; dans le cas présent, (le point  $F$ )  $I_a = 60 \text{ mA} = 0,06 \text{ ampère}$ .

$I_a \text{ max}$  est le courant anodique qui correspond au maximum positif du signal appliqué à la grille du tube. Ici, nous avons supposé un signal de 25 volts pointe, le point  $F$  étant choisi avec  $-45$  volts de polarisation grille, c'est sur la courbe  $-45 \text{ V} + 25 \text{ V} = -20$  volts qu'il faudra chercher  $I_a \text{ max}$ .

$I_a \text{ min}$  est, dans le même ordre d'idée, le courant anodique qui correspond au maximum négatif du signal appliqué à la grille du tube. Ici, c'est sur la courbe  $-45 - 25 = -70$  volts qu'il faudra chercher  $I_a \text{ min}$ .

Appliquons donc les chiffres lus sur le graphique, à la recherche du pourcentage d'harmonique II.

Pour une impédance de charge de

500 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,145 + 0,005}{2} - 0,06}{0,145 - 0,005} \times 100 = \frac{0,075 - 0,06}{0,14} \times 100 = 10,71 \%$$

750 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,127 + 0,008}{2} - 0,06}{0,127 - 0,008} \times 100 = \frac{0,0675 - 0,06}{0,119} \times 100 = 6,3 \%$$

1000 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,118 + 0,013}{2} - 0,06}{0,118 - 0,013} \times 100 = \frac{0,0655 - 0,06}{0,105} \times 100 = 5,24 \%$$

1340 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,109 + 0,017}{2} - 0,06}{0,109 - 0,017} \times 100 = \frac{0,063 - 0,06}{0,092} \times 100 = 3,26 \%$$

1500 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,104 + 0,020}{2} - 0,06}{0,104 - 0,020} \times 100 = \frac{0,062 - 0,06}{0,084} \times 100 = 2,38 \%$$

2000 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,097 + 0,025}{2} - 0,06}{0,097 - 0,025} \times 100 = \frac{0,061 - 0,06}{0,072} \times 100 = 1,39 \%$$

2500 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,091 + 0,029}{2} - 0,06}{0,091 - 0,029} \times 100 = \frac{0,06 - 0,06}{0,062} \times 100 = 0 \%$$

3000 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,087 + 0,033}{2} - 0,06}{0,087 - 0,033} \times 100 = \frac{0,06 - 0,06}{0,054} \times 100 = 0 \%$$

4166 ohms, % harmonique II =

$$\frac{\frac{0,081 + 0,039}{2} - 0,06}{0,081 - 0,039} \times 100 = \frac{0,06 - 0,06}{0,042} \times 100 = 0 \%$$

On constate que la distorsion diminue quand l'impédance augmente.

Le graphique de la figure 104 illustre par deux courbes, les chiffres des deux tableaux ci-dessus.

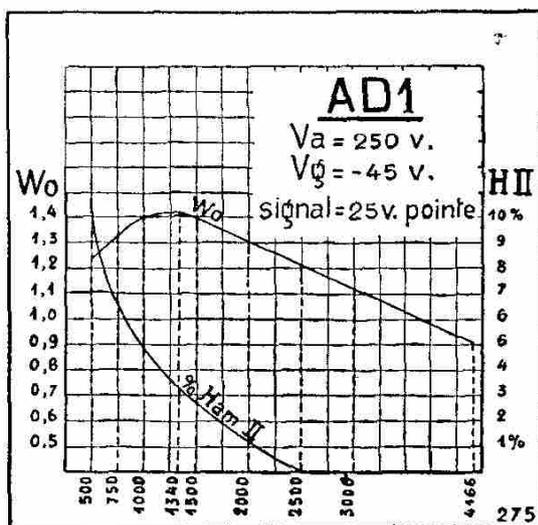


Fig. 104.

### Choix de l'impédance de charge

Avec nos connaissances actuelles, nous pouvons déjà discuter et choisir l'impédance de charge qui convient à une triode déterminée.

Dans le cas qui nous occupe, les impédances de 500, 750 et 1000 ohms donnent un taux de distorsion de plus de 5 %. Elles sont donc à rejeter.

L'impédance de 1340 ohms donne le maximum de puissance modulée et un taux de distorsion de 3,26 %. Elle est donc acceptable dans tous les cas.

A partir de 2500 ohms, le taux de distorsion tombe à zéro.

L'impédance de 4166 ohms ne fait jamais travailler le tube dans la zone interdite. C'est celle-ci qui fatiguera le moins le tube.

N. B. — Nous rappelons que tous les calculs ci-dessus sont établis pour un signal de 25 volts pointe ; le tube n'est donc pas chargé à fond, puisque la polarisation grille est de — 45 volts.

### Puissance modulée et distorsion en fonction du signal appliqué à la grille

Calculons la puissance modulée pour trois impédances différentes (1340, 2500 et 4166 ohms) et un signal de 5, 15, 25, 35 et 45 volts pointe sur la grille.

Impédance	Vg	Puissance modulée
1340 ohms	5	$W_o = \frac{(0,068 - 0,043) \times (265 - 235)}{8}$ $= \frac{0,025 \times 30}{8} = 0,093 \text{ watt}$
	15	$W_o = \frac{(0,088 - 0,033) \times (287 - 213)}{8}$ $= \frac{0,055 \times 74}{8} = 0,509 \text{ watt}$
	25	$W_o = \frac{(0,109 - 0,017) \times (307 - 184)}{8}$ $= \frac{0,092 \times 123}{8} = 1,414 \text{ watt}$
	35	$W_o = \frac{(0,136 - 0,007) \times (318 - 155)}{8}$ $= \frac{0,129 \times 163}{8} = 2,503 \text{ watts}$
	45	$W_o = \frac{(0,154 - 0,002) \times (327 - 125)}{8}$ $= \frac{0,152 \times 202}{8} = 3,838 \text{ watts}$
2500 ohms	5	$W_o = \frac{(0,067 - 0,052) \times (265 - 237)}{8}$ $= \frac{0,015 \times 28}{8} = 0,052 \text{ watt}$
	15	$W_o = \frac{(0,078 - 0,041) \times (294 - 205)}{8}$ $= \frac{0,037 \times 89}{8} = 0,411 \text{ watt}$

Impédance	Vg	Puissance modulée
2500 ohms	25	$W_o = \frac{(0,091 - 0,029) \times (327 - 173)}{8}$ $= \frac{0,062 \times 154}{8} = 1,193 \text{ watt}$
	35	$W_o = \frac{(0,104 - 0,020) \times (352 - 138)}{8}$ $= \frac{0,084 \times 214}{8} = 2,247 \text{ watts}$
	45	$W_o = \frac{(0,118 - 0,011) \times (372 - 102)}{8}$ $= \frac{0,107 \times 270}{8} = 3,611 \text{ watts}$
4166 ohms	5	$W_o = \frac{(0,063 - 0,055) \times (269 - 235)}{8}$ $= \frac{0,008 \times 34}{8} = 0,034 \text{ watt}$
	15	$W_o = \frac{(0,072 - 0,047) \times (303 - 201)}{8}$ $= \frac{0,025 \times 102}{8} = 0,318 \text{ watt}$
	25	$W_o = \frac{(0,081 - 0,039) \times (338 - 165)}{8}$ $= \frac{0,042 \times 173}{8} = 0,904 \text{ watt}$
	35	$W_o = \frac{(0,088 - 0,032) \times (368 - 130)}{8}$ $= \frac{0,056 \times 238}{8} = 1,666 \text{ watt}$
	45	$W_o = \frac{(0,098 - 0,024) \times (399 - 90)}{8}$ $= \frac{0,074 \times 309}{8} = 2,877 \text{ watts}$

Calculons maintenant la distorsion dans les mêmes conditions d'emploi.

*Impédance = 1340 ohms.*

Pour  $V_g = 5 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,068 + 0,043}{2} - 0,06}{0,068 - 0,043} \times 100 < 0$$

Pour  $V_g = 15 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,088 + 0,033}{2} - 0,06}{0,088 - 0,033} \times 100 = \frac{0,001}{0,055} \times 100 = 1,81 \%$$

Pour  $V_g = 25 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,109 + 0,017}{2} - 0,06}{0,109 - 0,017} \times 100 = \frac{0,003}{0,092} \times 100 = 3,26 \%$$

Pour  $V_g = 35 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,136 + 0,007}{2} - 0,06}{0,136 - 0,007} \times 100 = \frac{0,015}{0,129} \times 100 = 8,91 \%$$

Pour  $V_g = 45 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,154 + 0,002}{2} - 0,06}{0,154 - 0,002} \times 100 = \frac{0,018}{0,152} \times 100 = 11,84 \%$$

*Impédance = 2500 ohms.*

Pour  $V_g = 5 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,067 + 0,052}{2} - 0,06}{0,067 - 0,052} \times 100 = \frac{-0,001}{0,015} \times 100 < 0$$

Pour  $V_g = 15$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,078 + 0,041}{2} - 0,06}{0,078 - 0,041} \times 100 = \frac{-0,001}{0,037} \times 100 < 0$$

Pour  $V_g = 25$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,091 + 0,029}{2} - 0,06}{0,091 - 0,029} \times 100 = \frac{0}{0,062} \times 100 = 0$$

Pour  $V_g = 35$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,104 + 0,020}{2} - 0,06}{0,104 - 0,020} \times 100 = \frac{0,001}{0,084} \times 100 = 1,19 \%$$

Pour  $V_g = 45$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,118 + 0,011}{2} - 0,06}{0,118 - 0,011} \times 100 = \frac{0,0045}{0,107} \times 100 = 4,2 \%$$

impédance = 4166 ohms.

Pour  $V_g = 5$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,063 + 0,055}{2} - 0,06}{0,063 - 0,055} \times 100 = \frac{-0,001}{0,008} \times 100 < 0$$

Pour  $V_g = 15$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,072 + 0,047}{2} - 0,06}{0,072 - 0,047} \times 100 = \frac{-0,001}{0,025} \times 100 < 0$$

Pour  $V_g = 25$  V,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,081 + 0,039}{2} - 0,06}{0,081 - 0,039} \times 100 = \frac{0}{0,042} \times 100 = 0$$

Pour  $V_g = 35 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,088 + 0,032}{2} - 0,06}{0,088 - 0,032} \times 100 = \frac{0}{0,056} \times 100 = 0$$

Pour  $V_g = 45 \text{ V}$ ,

$$\% \text{ H. II} = \frac{\frac{0,098 + 0,024}{2} - 0,06}{0,098 - 0,024} \times 100 = \frac{0,001}{0,074} \times 100 = 1,35 \%$$

L'examen des deux tableaux ci-dessus montre que :

1. Pour une même impédance de charge, quand le signal augmente, la puissance modulée et la distorsion par harmonique II augmentent.

2. Pour un même signal sur la grille, la puissance modulée est maximum quand l'impédance de charge égale deux fois la résistance interne du tube.

3. Pour un même signal sur la grille, quand l'impédance de charge augmente au delà de 1340 ohms, la puissance modulée et la distorsion diminuent.

#### QUELLE IMPÉDANCE DE CHARGE FAUT-IL CHOISIR ?

Nous sommes mieux armés qu'à la page 189, pour répondre à cette question.

L'impédance de 1340 ohms donne le maximum de puissance modulée, mais le tube ne pourra jamais être utilisé au maximum de sa puissance, sans produire une distorsion prohibitive (11,84 %). Elle est donc inacceptable pour un récepteur de radiophonie.

L'impédance de 2500 ohms permet d'utiliser le maximum de puissance du tube sans atteindre 5 % d'harmonique II. Elle convient parfaitement à un récepteur de radiophonie.

L'impédance de 4166 ohms donne moins de puissance modulée, mais la fidélité de l'amplificateur BF sera pratiquement parfaite.

Ajoutons que le constructeur recommande 2300 ohms. Cette impédance donnera un peu plus de puissance que celle de 2500 ohms, et le pourcentage d'harmonique II atteindra tout juste 5 % quand on charge à fond la grille. Ce choix est donc parfaitement justifié.

## TENSIONS SUPÉRIEURES A LA TENSION ANODIQUE

Le lecteur perspicace se sera certainement posé la question suivante : « Si, dans tous les calculs présentés ci-dessus, la tension anodique de la source est de 250 volts, où ira-t-on chercher les tensions supérieures, jusqu'à 399 volts, lues sur le graphique et dans les différents calculs ? »

Ces tensions proviennent du transformateur de sortie. En effet, on se souviendra que toute variation d'intensité du courant circulant dans un bobinage produit un courant induit de sens inverse.

Les tensions induites dans le primaire du transformateur de sortie répondent à la formule suivante :

$$V \text{ efficaces} = \sqrt{\text{impédance de charge} \times \text{watts modulés}}. \quad (35)$$

Dans le cas du tube AD1 chargé à fond, avec une impédance de 2500 ohms,

$$V \text{ eff} = \sqrt{2500 \times 3,611} = 85,6 \text{ V eff.}$$

$$V \text{ pointe} = V \text{ eff} \times 1,4 = 85,6 \text{ V} \times 1,4 = 119,84 \text{ V.}$$

Les tensions appliquées à la plaque pourront donc être de

$$250 \text{ V} + 119,84 \text{ V} = 269,84 \text{ V}$$

$$\text{et } 250 \text{ V} - 119,84 \text{ V} = 130,16 \text{ V}$$

### CALCUL DE LA RÉSISTANCE DE CATHODE R<sub>K</sub>

La polarisation grille réclamée représente la chute de tension à obtenir pour le passage du courant anodique moyen. Dans le cas présent, en appliquant la loi d'Ohm,

$$R = V : I = 45 \text{ V} : 0,06 \text{ A} = 750 \text{ ohms.}$$

### CALCUL DU CONDENSATEUR DE CATHODE C<sub>K</sub>

Comme dans l'amplification de tension, la capacitance de C<sub>k</sub> doit être faible (1/10) par rapport à R<sub>k</sub> pour la plus basse fréquence que l'on désire transmettre.

Ici, la capacitance de C<sub>k</sub> sera de 75 ohms. Pour transmettre

25 périodes nous trouvons : capacité =  $1 : (2 \times 3,14 \times 25 \times 75)$   
 = 85 microfarads. Le condensateur électrolytique de 50  $\mu$ F du  
 commerce pourra parfaitement convenir.

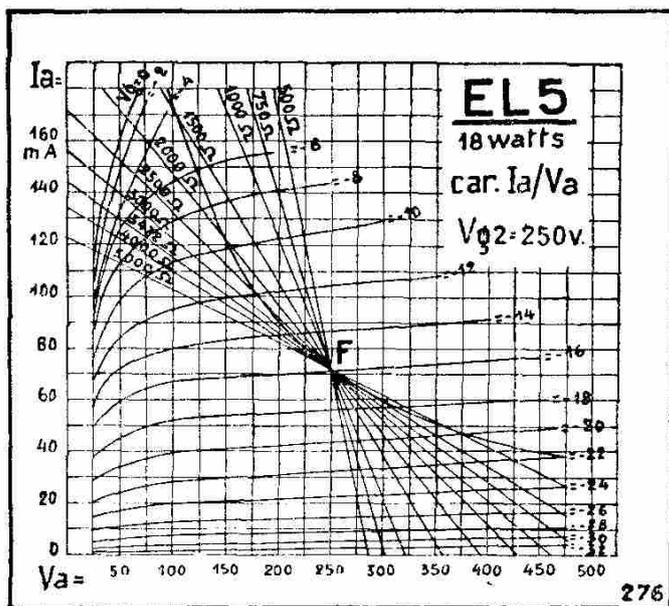


Fig. 105.

### Cas de la penthode

Comme pour la triode, nous reproduisons (fig. 105), une famille de courbes caractéristiques de la penthode européenne *EL5* de 18 watts de puissance dissipée. Nous avons choisi ce tube, parce que sa puissance dissipée est à peu près la même que celle de la triode *AD1*, étudiée plus haut, et que cela nous permettra des comparaisons.

$$V_f = 6,3 \text{ volts.}$$

$$I_{g2} = 7,5 \text{ mA.}$$

$$I_f = 1,3 \text{ ampère.}$$

$$V_{g1} = -16 \text{ volts.}$$

$$V_a = 250 \text{ volts.}$$

$$S = 8,5 \text{ mA/V.}$$

$$I_a = 72 \text{ mA.}$$

$$R_i = 33\,000 \text{ ohms.}$$

$$V_{g2} = 250 \text{ volts.}$$

$$W_a = 18 \text{ watts.}$$

Nous choisissons, comme point de fonctionnement, le point *F* recommandé par le constructeur et qui correspond à  $V_a = 250$  volts :  $I_a = 72$  mA ;  $V_{g1} = -16$  volts. Ce point se trouve sur la courbe  $W_a = 18$  watts, qui, comme pour la triode, délimite la zone interdite (voir page 183).

Faisons passer par *F* quelques droites de charge correspondant à des impédances de charge de 500, 750, 1000, 1500, 2000, 2500, 3000, 3472, 4000 et 5000 ohms.

La droite de charge de 3472 ohms est tangente à la courbe  $W_a = 18$  W.

L'impédance de charge recommandée par le constructeur est de 3500 ohms.

Notons tout d'abord que l'on peut prouver mathématiquement

que l'impédance de charge qui convient au maximum à une penthode est le quotient de tension plaque par le courant plaque au repos.  $R_u = V_a : I_a$ . Ici,  $R_u = 250 \text{ V} : 0,072 \text{ A} = 3472 \text{ ohms}$ .

Le tracé d'une tangente au point de fonctionnement, l'indication du constructeur et le raisonnement mathématique sont donc en parfait accord.

### D'autres zones interdites

En examinant les droites de charge, on s'aperçoit que les courbes qu'elles traversent ne sont pas partout équidistantes.

On comprend aisément qu'une distorsion considérable serait la conséquence d'un signal amenant sur la grille des tensions se rapprochant de 0 ou du — 32 volts.

Il faut donc limiter l'amplitude du signal à la seule zone où les courbes de tension grille sont à peu près équidistantes.

Dans le cas du tube *EL5*, nous limiterons à — 8 volts, d'une part, et à — 24 volts, d'autre part. En d'autres termes, nous appliquerons au point F (— 16 volts) une tension alternative de 8 volts pointe maximum.

La zone comprise entre les courbes — 8 et — 24 volts est seule permise. Ces deux courbes sont appelées les « frontières » de la variation grille. En dehors de ces frontières se trouvent deux zones interdites.

Nous appellerons  $I_{a1}$  l'intensité anodique pour  $V_{g1} = -8$  volts, et  $I_{a2}$  l'intensité anodique pour  $V_{g2} = -24$  volts. Ces deux intensités se lisent donc à l'intersection de la droite de charge considérée et des frontières.

### Puissance modulée

Le calcul de la puissance modulée est un peu plus compliqué que pour la triode car il doit faire intervenir les « frontières » de la variation de grille utilisable.

La formule est :

$$W_o = \frac{[I_a \text{ max.} - I_a \text{ min.} + 1,41 (I_{a1} - I_{a2})]^2 \times R_u}{32} \quad (36)$$

Calculons la puissance modulée pour quelques impédances de charge pour un signal de 6 volts pointe.

Pour 500 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[124 - 33 + 1,41 (142 - 23)]^2 \times 500}{32} = 1,07 W_o.$$

Pour 750 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[123,5 - 33,3 + 1,41 (141 - 23,5)]^2 \times 750}{32} = 1,53 W_o.$$

Pour 1000 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[123 - 33,6 + 1,41 (140 - 23,6)]^2 \times 1000}{32} = 2 W_o.$$

Pour 1500 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[121 - 34 + 1,41 (137,5 - 24)]^2 \times 1500}{32} = 2,86 W_o.$$

Pour 2000 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[119 - 34,5 + 1,41 (134 - 24,5)]^2 \times 2000}{32} = 3,55 W_o.$$

Pour 2500 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[118 - 35 + 1,41 (130,5 - 25)]^2 \times 2500}{32} = 4,19 W_o.$$

Pour 3000 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[116 - 35,5 + 1,41 (127 - 25,5)]^2 \times 3000}{32} = 4,68 W_o.$$

Pour 3472 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[113,5 - 36 + 1,41 (123 - 26)]^2 \times 3472}{32} = 5 W_o.$$

Pour 4000 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[111,5 - 36,5 + 1,41 (119 - 26,5)]^2 \times 4000}{32} = 5,27 W_o.$$

Pour 5000 ohms,  $W_o =$

$$\frac{[107,5 - 37 + 1,41 (113 - 27)]^2 \times 5000}{32} = 5,70 W_o.$$

Pour une excitation grille admissible, c'est-à-dire 8 volts pointe, l'application de la formule donne les puissances modulées suivantes :

Pour 500 ohms,  $W_o = 1,281$ .

Pour 750 ohms,  $W_o = 1,877$ .

Pour 1000 ohms,  $W_o = 2,458$ .

Pour 1500 ohms,  $W_o = 3,406$ .

Pour 2000 ohms,  $W_o = 4,353$ .

Pour 2500 ohms,  $W_o = 5,048$ .

Pour 3000 ohms,  $W_o = 5,609$ .

Pour 3472 ohms,  $W_o = 5,929$ .

Pour 4000 ohms,  $W_o = 6,210$ .

Pour 5000 ohms,  $W_o = 6,712$ .

Dans le cas de la penthode, cette impédance de charge se calcule facilement par la formule  $R_u = V_a : I_a$  et la droite de charge représentant cette impédance, est précisément tangente à la courbe figurant la puissance dissipée. (37)

## CHAPITRE VIII

# LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A PLUSIEURS TUBES

## AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A DEUX TUBES MONTÉS EN PARALLÈLE

Afin d'augmenter la puissance modulée de l'étage final, on peut monter deux tubes en parallèle, c'est-à-dire utiliser comme dans la figure 106, deux tubes de puissance, dont les éléments semblables sont connectés.

### Caractéristiques d'un tel ensemble

Il se conçoit aisément que ces deux tubes pourraient être réunis dans la même ampoule. Dès lors, les deux cathodes étant connectées

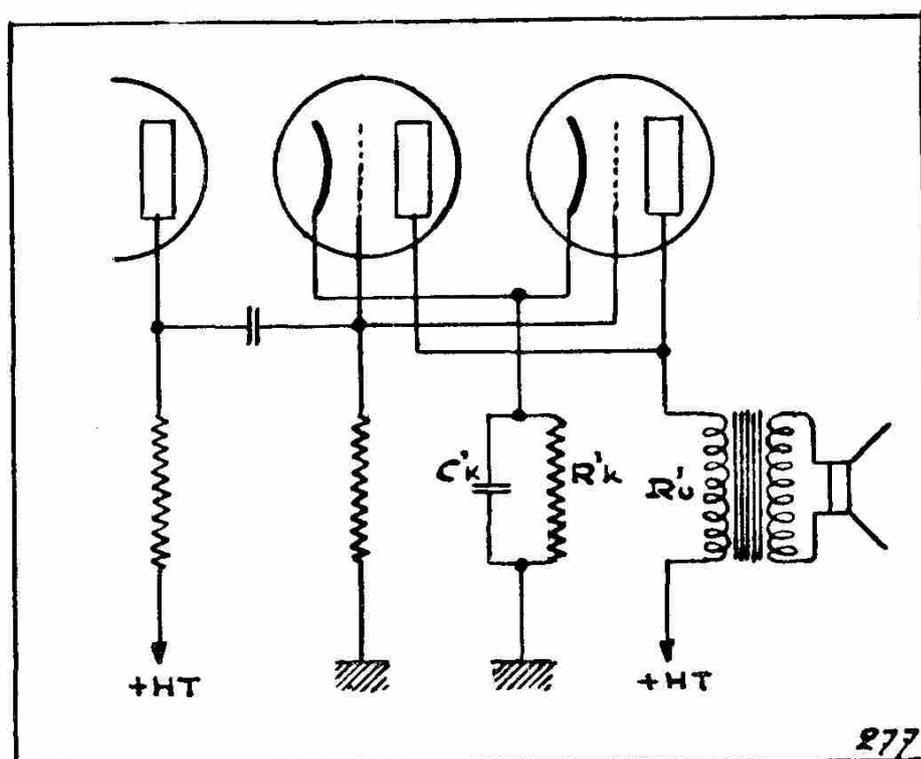


Fig. 106.

pourraient être remplacées par une seule cathode, de surface double. Les deux grilles, pour la même raison, n'en formeraient plus qu'une, mais géométriquement égales à la somme des deux autres.

Les deux plaques n'en formeraient plus qu'une.

Appelons  $K'$  le coefficient d'amplification,  $R'i$  la résistance interne et  $S'$  la pente de cette lampe double.

$K'$ . Nous savons (voir page 53) que le coefficient d'amplification est fixé par le rapport des distances plaque-cathode et grille-cathode. Il est évident que ce rapport ne change pas, puisque les distances ne sont pas modifiées. Donc  $K' = K$ .

$R'i$ . Le courant anodique, pour des conditions d'emploi strictement semblables, est doublé, puisqu'il y a deux tubes. Donc la résistance que l'ensemble des deux tubes oppose au passage du courant est divisée par deux.

$$\text{La résistance interne } R'i = \frac{Ri}{2}$$

$$S'. \text{ Nous savons que } S' = \frac{K'}{R'i} \text{ (voir page 55)}$$

$$\text{Mais } K' = K \text{ et } R'i = \frac{Ri}{2}. \text{ Donc } \frac{K'}{R'i} = \frac{K}{\frac{Ri}{2}} = \frac{2K}{Ri}. \text{ La}$$

pente est doublée

*Conclusion :*

L'ensemble des deux tubes, qu'ils soient triodes ou penthodes, se comportent comme s'il n'y en avait qu'un, mais dont la pente serait doublée, dont la résistance interne serait divisée par deux et dont le coefficient d'amplification serait identique.

Il s'en suit que le courant qui traverse la résistance de cathode est doublé. Donc la résistance de cathode doit être divisée par deux  $R'k = Rk/2$ . Pour obtenir le même effet aux différentes fréquences, le condensateur de découplage de la cathode  $Ck$ , devra être doublé.  $C'k = 2Ck$ .

Que dire de l'impédance de charge ?

*Triodes.* La puissance modulée maximum s'obtient pour  $R'u = 2R'i$ .

Dans le cas étudié  $R'i = Ri/2$ . Donc  $R'u = 2Ri/2 = Ri$ .

*Pentodes.* L'impédance de charge optimum  $= V_a/I_a$ . Si l'intensité est doublée, l'impédance de charge devra être divisée par deux pour produire la même puissance modulée et la même distorsion pour chaque tube. Donc,  $R'u = \frac{V_a}{2 I_a}$ .

*Puissance modulée et distorsion.* Pour un même signal, la puissance modulée sera doublée ; la distorsion sera doublée. Donc le pourcentage d'harmoniques sera le même.

Le signal à appliquer simultanément sur les grilles aura la même amplitude maximum que pour un seul tube.

L'avantage de ce montage est d'obtenir une puissance modulée double, sans aucune complication de montage, sauf à prévoir une alimentation suffisante pour les deux tubes.

Ce montage n'est guère utilisé, il est supplanté par le montage push-pull, que nous allons développer. Celui-ci permet une plus grande puissance modulée et une distorsion moindre.

## LES MONTAGES PUSH-PULL

### QUELQUES NOTIONS D'ELECTRICITE NECESSAIRES A LA COMPREHENSION DU MECANISME DE L'AMPLIFICATEUR PUSH-PULL

#### Tensions en phase - Tensions non en phase

Supposons deux tensions sinusoïdales  $a$  et  $b$  de même fréquence, mais d'amplitudes différentes.

Ces deux tensions peuvent commencer au même moment ou à des moments différents. Si les deux tensions débutent au même moment, on dit qu'elles sont en phase (fig. 107 *a*).

Si elles ne débutent pas au même moment, on considérera les cas où elles sont décalées de  $90^\circ$ , on dit alors qu'elles sont en quadrature (fig. 107 *b*), où elles sont décalées de  $180^\circ$ , on dit alors qu'elles sont en opposition de phase (fig. 107 *c*).

On ne considère jamais un décalage de  $270^\circ$ , car si  $b$  est en retard de  $270^\circ$  par rapport à  $a$ , on peut dire de  $a$  qu'il est en avance de  $90^\circ$  par rapport à  $b$  et l'on se trouve ainsi dans le cas de la quadrature.

Deux tensions de même fréquence peuvent donc être décalées d'un angle quelconque de 0 à 180°. On considère trois cas particuliers : les tensions sont en phase, en quadrature ou en opposition.

Si les deux tensions n'ont pas la même fréquence, on considère le décalage de l'une au moment où l'autre prend naissance.

Nous n'étudierons que le cas particulier où la fréquence de l'une des tensions est multiple de la fréquence de l'autre.

C'est le cas d'une fréquence acoustique accompagnée d'harmoniques.

La figure 108 I montre une tension sinusoïdale *a*, une tension *b* en phase et qui représente 20 % d'harmonique II de la tension *a*; leur résultante *c*.

La figure II représente une tension sinusoïdale *a*, une tension *b* en quadrature et qui représente 20 % d'harmonique II de la tension *a*; leur résultante *c*.

La figure III montre une tension sinusoïdale *a*, une tension *b* en opposition de phase et qui représente 20 % d'harmonique II de la tension *a*; leur résultante *c*.

La figure IV montre une tension sinusoïdale *a*, une tension *b*

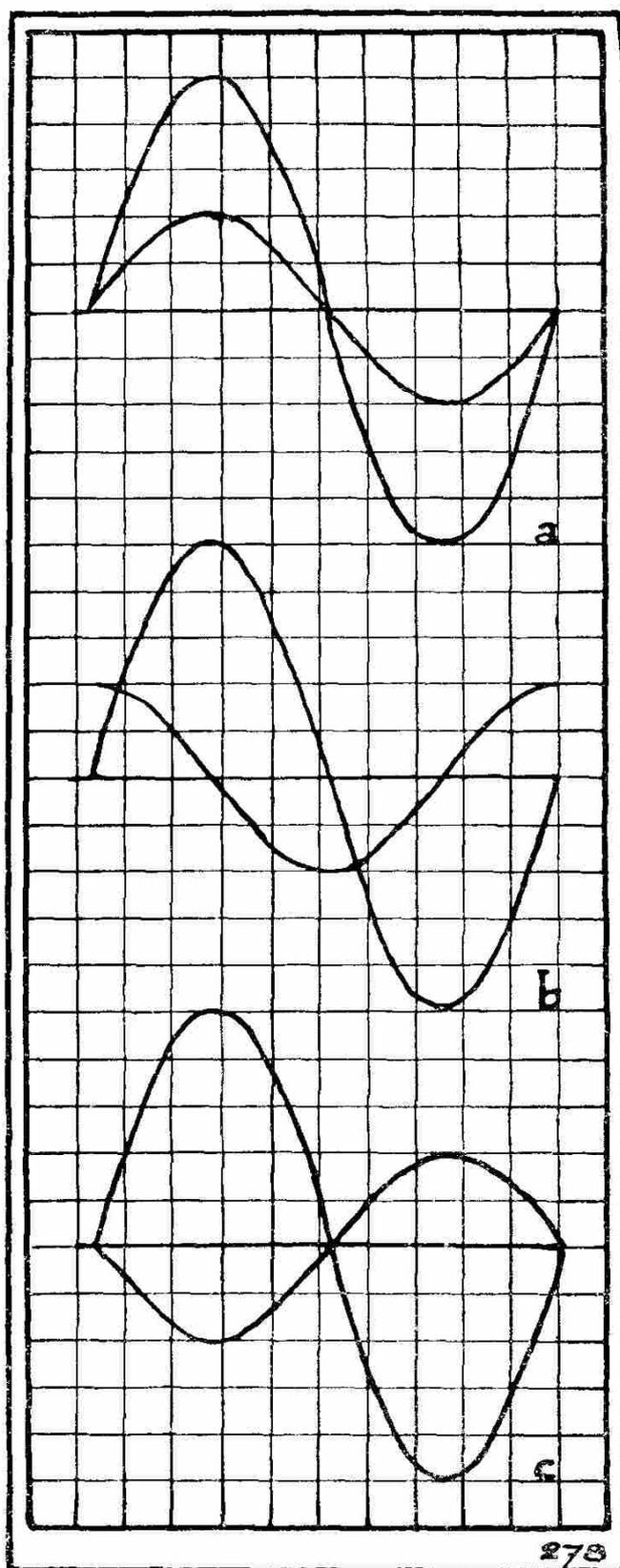


Fig. 107.

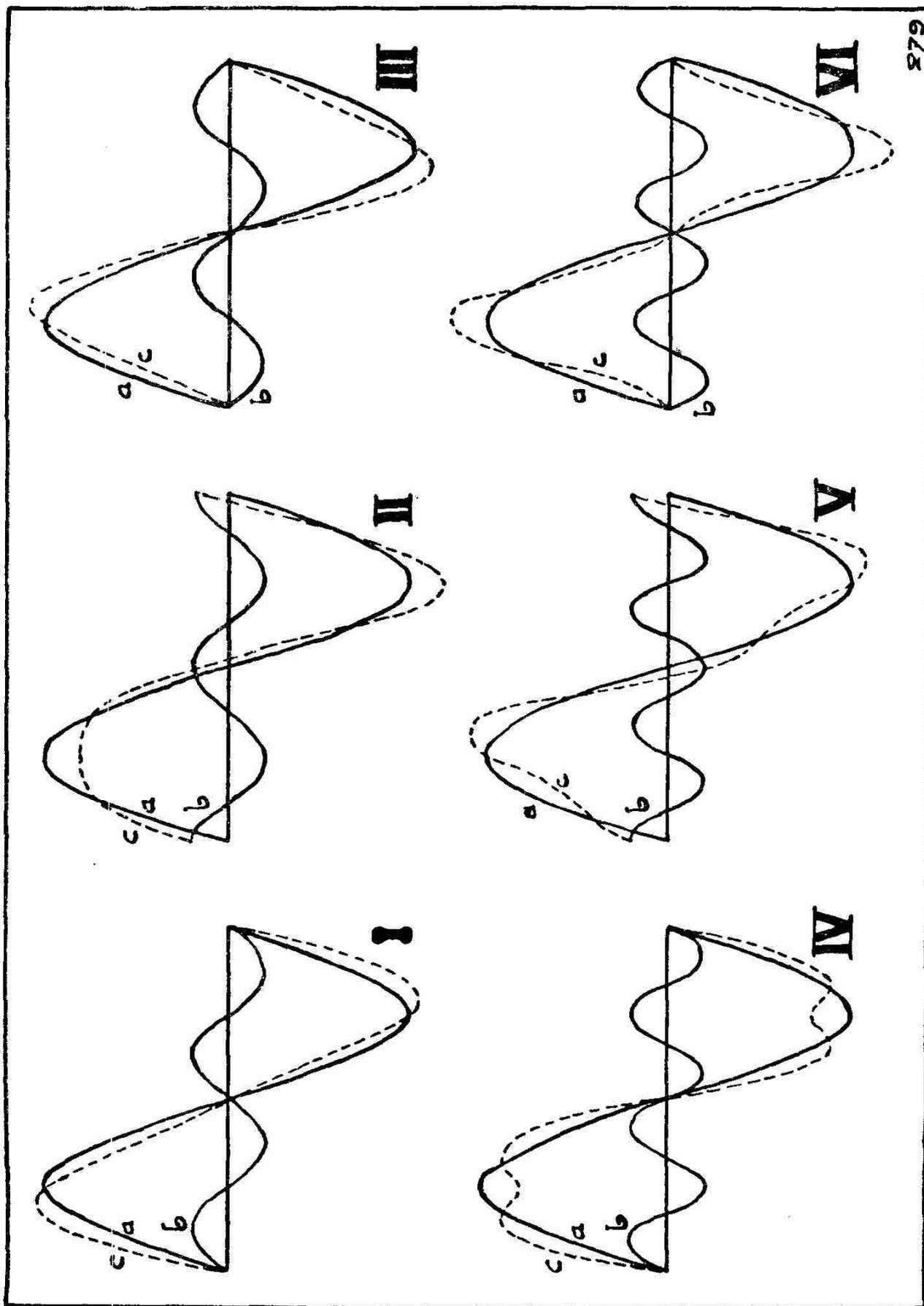


Fig. 108.

en phase et qui représente 20 % d'harmonique III de la tension  $a$  ; leur résultante  $c$ .

La figure V montre une tension sinusoïdale  $a$ , une tension  $b$  en quadrature et qui représente 20 % d'harmonique III de la tension  $a$  ; leur résultante  $c$ .

La figure VI montre une tension sinusoïdale  $a$ , une tension  $b$  en opposition de phase et qui représente 20 % d'harmonique III de la tension  $a$  ; leur résultante  $c$ .

Les résultantes sont tracées en traits ponctués.

Si nous examinons les résultantes des figures IV, V, VI, c'est-à-dire celles qui sont relatives à l'harmonique III, nous constatons que l'alternance positive et l'alternance négative sont symétriques par rapport à l'axe. Pour s'en assurer, il suffirait de décaler l'alternance négative d'une demi-période ( $180^\circ$ ) vers la gauche, puis de rabattre le demi-plan inférieur sur le demi-plan supérieur, autour de l'axe pris comme charnière ; on constaterait la superposition parfaite des deux demi-figures. (Les lecteurs qui ont des notions suffisantes de trigonométrie feraient aisément la démonstration de cette application.)

Si nous examinons les résultantes des figures I, II, III, c'est-à-dire celles qui sont relatives à l'harmonique II, nous constatons, au contraire, que l'alternance positive et l'alternance négative ne sont pas du tout symétriques par rapport à l'axe. La cause de ce fait est simple.

On constate en effet que dans la première demi-période de la tension  $a$  de la figure I, les tensions  $a$  et  $b$  sont en phase, alors que dans la deuxième demi-période, elles sont en opposition. La tension  $b$ , par rapport à la tension  $a$ , occupe donc deux positions décalées de  $180^\circ$  suivant qu'il s'agit de la première ou de la deuxième demi-période de  $a$ .

Il en est de même de la figure II. Dans la première demi-période de  $a$ ,  $b$  est décalé de  $90^\circ$  en avant, alors que dans la deuxième demi-période,  $b$  est décalé de  $90^\circ$  en arrière. Différence :  $180^\circ$ .

Dans la figure III, à la première demi-période de  $a$ , les tensions sont en opposition ; à la deuxième demi-période, elles sont en phase.

Dans les trois cas, les résultantes ne peuvent être symétriques par rapport à l'axe.

Au contraire, au sujet de l'harmonique III, le décalage de la tension  $b$  par rapport à la tension  $a$  est toujours le même, qu'il s'agisse de la première ou de la deuxième demi-période de  $a$ . Les résultantes seront toujours symétriques par rapport à l'axe.

AUTRE CONSTATATION QUI POURRAIT SE DÉMONTRER  
GÉOMÉTRIQUEMENT ET TRIGONOMÉTRIQUEMENT

Faisons l'addition, en valeur absolue (donc, sans envisager qu'elles sont l'une positive et l'autre négative), de deux demi-périodes consécutives.

Dans le cas de l'harmonique II (fig. 109 dérivée de 108 I), la somme trouvée est une demi-période sinusoïdale mais l'amplitude double. La distorsion par harmonique II est donc disparue.

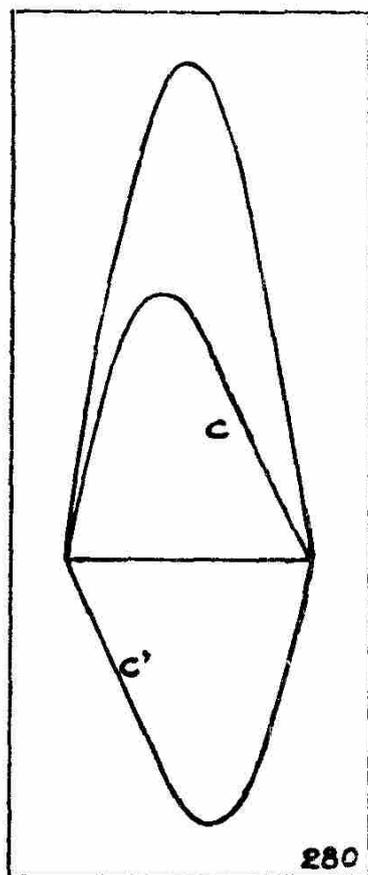


Fig. 109.

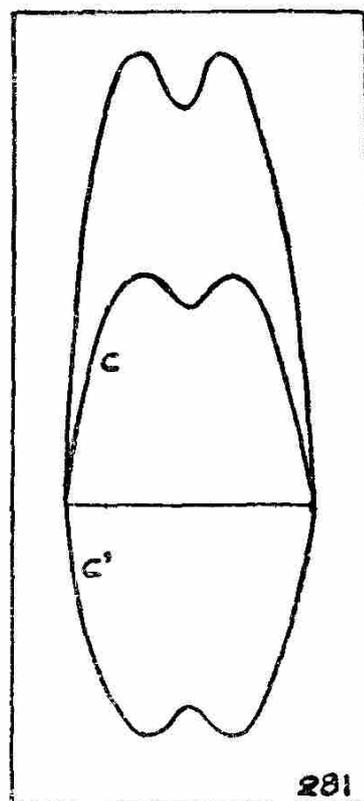


Fig. 110.

Dans le cas de l'harmonique III (fig. 110 dérivée de 108 IV), la somme trouvée conserve la même allure. L'amplitude est doublée. La distorsion causée par l'harmonique III est aussi doublée, elle conserve donc la même valeur relative.

On peut arriver au même résultat de la façon suivante :

Pour construire la courbe  $c$  de l'une quelconque des figures 108 I, II, III, IV, V, VI, on a fait la somme algébrique des ordonnées correspondantes des sinusoïdales  $a$  et  $b$ .

Décalons l'alternance négative de  $a$  (et la partie de la courbe  $b$  qui lui correspond) de  $180^\circ$  vers la gauche et soustrayons les ordon-

nées ainsi décalées des ordonnées correspondantes en conservant le signe + ou — qui indique que chacune d'elles est positive ou négative.

Dans les figures comportant un harmonique II, on obtiendra une sinusoïde, car la somme des ordonnées de la courbe *b* sera toujours 0.

Dans les figures comportant un harmonique III, on obtiendra une courbe différente, car la somme des ordonnées de la courbe *b* donnera une courbe de même forme, mais d'amplitude double.

Nous pourrions arriver aux mêmes constatations en opérant sur les figures II, III, V et VI.

Nous pourrions aussi étendre aux harmoniques pairs, tout ce qui a été dit de l'harmonique II ; et aux harmoniques impairs, tout ce qui a été dit de l'harmonique III.

Un exemple fera mieux comprendre ce raisonnement. La figure 111 est une reproduction de la figure 108 I, mais avec quelques indications supplémentaires.

I est la fondamentale, II est l'harmonique II (fig. 111).

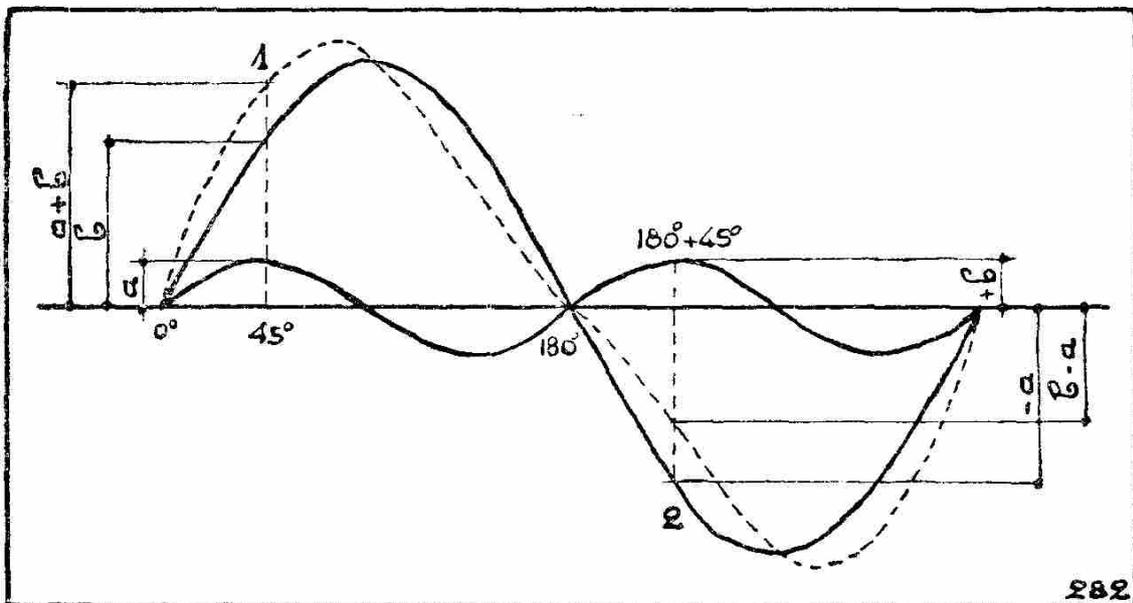


Fig. 111.

Comment a-t-on obtenu le point 1 de la résultante des courbes I et II ? En faisant la somme algébrique des ordonnées de I et de II, à  $45^\circ$  de la période de I. Or, ces deux ordonnées sont au-dessus de l'axe X Y, donc positives. La somme est donc  $(+ a) + (+ b) = a + b$ .

Comment a-t-on obtenu le point 2 ?

En faisant la somme algébrique des ordonnées de I et de II, à  $180^\circ + 45^\circ = 225^\circ$  de la période de I. Or, l'ordonnée de la courbe I

est négative ( $-a$ ), celle de II est positive ( $+b$ ); leur somme algébrique est donc  $(-a) + (+b) = -a + b$ ; et comme, en valeur absolue,  $a$  est plus grand que  $b$ , la somme algébrique sera négative. Dès lors, si nous soustrayons l'ordonnée de I, nous obtenons  $a + b - (-a + b) = a + b + a - b = 2a$ .

Quel que soit le point de la première demi-période de la résultante considérée,  $n^\circ$ , et son correspondant,  $n^\circ + 180^\circ$ , la différence sera toujours égale à deux fois l'ordonnée de I pour le même angle.

Reproduisons maintenant, dans les mêmes conditions, la figure 108 IV qui devient la figure 112.

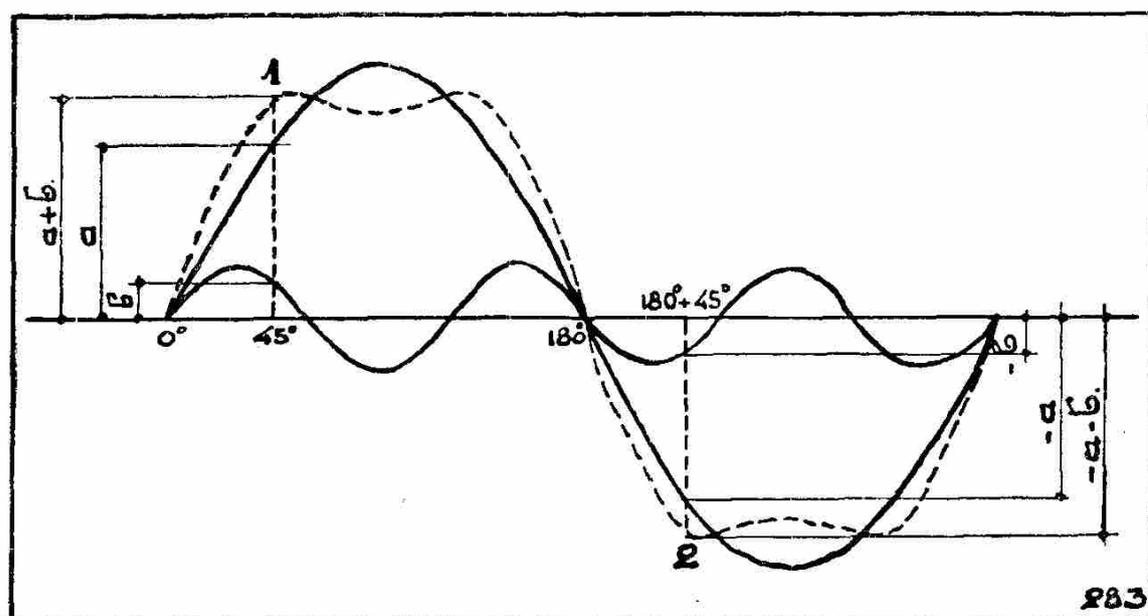


Fig. 112.

$$\text{Ordonnée de 1} = (+a) + (+b) = a + b.$$

$$\text{Ordonnée de 2} = (-a) + (-b) = -a - b.$$

$$\text{Différence } (a + b) - (-a - b) = a + b + a + b = 2a + 2b.$$

Ici, au contraire, la différence est égale à la somme des 4 ordonnées.

Et voici, pour les initiés, la solution trigonométrique.

Soit  $a$  un angle variable de  $0$  à  $180^\circ$ . Les variations de son sinus donnent la première demi-période de la courbe I.

Soit aussi l'angle variable  $180^\circ + a$  ou  $\pi + a$ , qui varie de  $180$  à  $360^\circ$ . Les variations de son sinus donnent la deuxième demi-période de la courbe I.

La courbe II (dont l'amplitude n'a que faire dans aucune de nos solutions) représente les variations du sinus d'un angle qui grandit

deux ou trois fois plus vite que l'angle  $a$ , suivant qu'il s'agit d'une fréquence double (harmonique II) ou d'une fréquence triple (harmonique III).

La solution est maintenant très simple.

Harmonique II.

$$\begin{aligned} \sin a + \sin 2a - [\sin (a + 180^\circ) + \sin 2 (a + 180^\circ)] &= \\ \sin a + \sin 2a - \sin (a + 180^\circ) - \sin 2 (a + 180^\circ) &= \\ \sin a + \sin 2a (-\sin a) - \sin 2a &= \\ \sin a + \sin 2a + \sin a - \sin 2a &= 2 \sin a. \end{aligned}$$

Harmonique III.

$$\begin{aligned} \sin a + \sin 3a - [\sin (a + 180^\circ) + \sin 3 (a + 180^\circ)] &= \\ \sin a + \sin 3a - \sin (a + 180^\circ) + \sin 3 (a + 180^\circ) &= \\ \sin a + \sin 3a - (-\sin a) - \sin (3a + 540^\circ) &= \\ \sin a + \sin 3a + \sin a - (-\sin 3a) &= \\ \sin a + \sin 3a + \sin a + \sin 3a &= \\ 2 \sin a + 2 \sin 3a &= 2 (\sin a + \sin 3a). \end{aligned}$$

### Première idée du push-pull

Le push-pull a pour but de faire circuler dans le haut-parleur ou dans le primaire du transformateur de sortie le courant de deux tubes fonctionnant, non pas ensemble comme dans le montage à deux tubes en parallèle, mais amplifiant simultanément deux tensions alternatives égales mais décalées de  $180^\circ$ .

Autrement dit, pendant que l'un des tubes amplifie une alternance positive, l'autre doit amplifier l'alternance négative.

Il est certain que si l'on peut mettre en pratique l'idée ci-dessus, la distorsion produite par les harmoniques de rang pair sera pratiquement annulée, mais le pourcentage de distorsion produit par les harmoniques de rang impair ne sera pas modifié. On conçoit immédiatement qu'un push-pull de triodes sera excessivement fidèle, mais qu'un push-pull de penthodes ne sera débarrassé que des harmoniques de rang impair.

### ANALYSE DU PROBLÈME

Partant d'une source de tension alternative à fréquence acoustique (détecteur, pick-up ou autre) il faut un amplificateur de tension pour alimenter les deux lampes push-pull (I et II), mais la tension alternative soumise à la grille du tube II doit être décalée

de  $180^\circ$  par rapport à la tension alternative soumise à la grille du tube I. On peut s'exprimer autrement et dire que ces deux tensions doivent être en opposition de phase.

Il s'agit donc d'établir un amplificateur de tension normal et à côté de lui un amplificateur de tension *inverseur de phase*.

Le signal d'entrée des tubes push-pull étant obtenu dans les conditions requises, il faudra alors soumettre au haut-parleur, la différence algébrique des composantes alternatives des courants plaque des deux tubes, ceci, dans le but d'obtenir l'annulation des harmoniques pairs introduits par les tubes triodes ou penthodes. C'est un *transformateur de sortie spécial* qui résoudra cette deuxième partie du problème.

### L'inversion de phase

Il y a plusieurs moyens de réaliser l'inversion de phase.

#### a) INVERSION PAR TRANSFORMATEUR

Le plus ancien procédé, qui est d'ailleurs presque totalement abandonné, est le système par transformateur de liaison dont le secondaire est doublé et possède une prise médiane (fig. 113).

Nous savons que si un courant d'intensité variable circule dans le primaire  $P$  du transformateur, il s'établira aux bornes du secon-

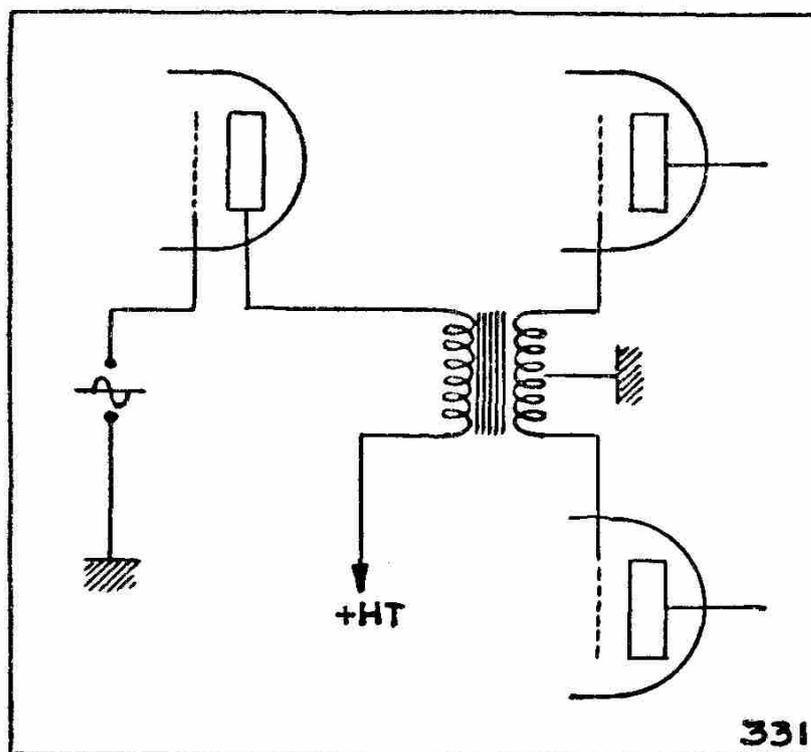


Fig. 113.

daire  $S$  une différence de potentiel variable. Or, une prise médiane réunit le point milieu de l'enroulement secondaire à la terre (au châssis). Donc, quand une extrémité du secondaire sera positive par rapport au châssis, l'autre sera négative. Les deux tensions transmises à la grille de chacun des deux tubes push-pull, seront bien en opposition.

Pour permettre un bon couplage entre primaire et secondaire, on ne peut guère dépasser le rapport  $1/4$  donc  $1/2$  par tube. Il est évident que si l'on utilise des triodes de puissance comme tubes push-pull, on arrivera difficilement à les moduler à fond sans saturer l'amplificatrice de tension. Dans ce cas, il est nécessaire d'établir un étage d'amplification de tension intermédiaire et de faire l'inversion de phase devant celui-ci, comme l'indique la figure 114, laquelle donne le schéma simplifié d'un tel amplificateur.

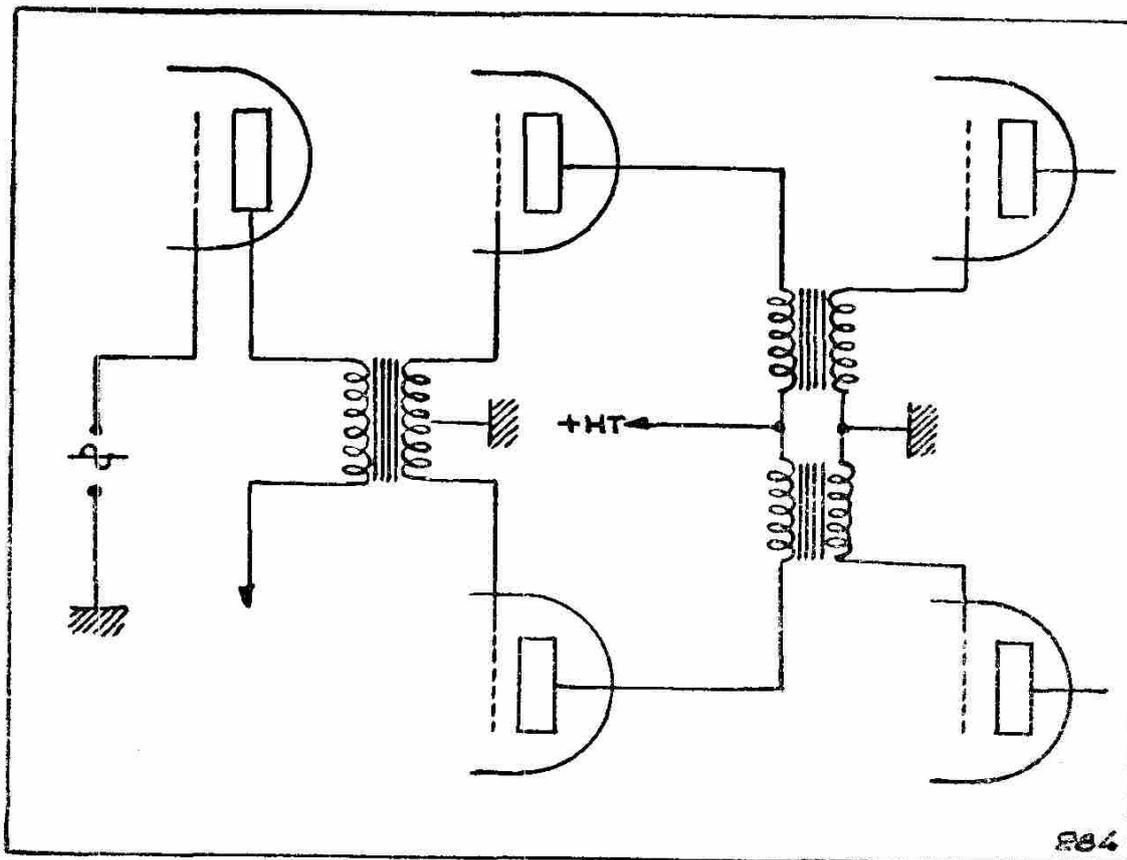


Fig. 114.

b) MONTAGE CATHODYNE (ne réclamant qu'un seul tube) fig. 115.

C'est un amplificateur de tension à résistance où la résistance de charge est partagée en deux. La première moitié est entre  $+ HT$  et plaque, l'autre est entre cathode et  $- HT$ . Il est évident que la tension amplifiée par le tube sera aussi partagée en deux.

Si la tension d'entrée est  $e$  et le gain  $g$ , la tension de sortie sera  $e. g$ , dont on trouvera la moitié aux bornes de  $R_u$  et l'autre moitié aux bornes de  $R'u$ .

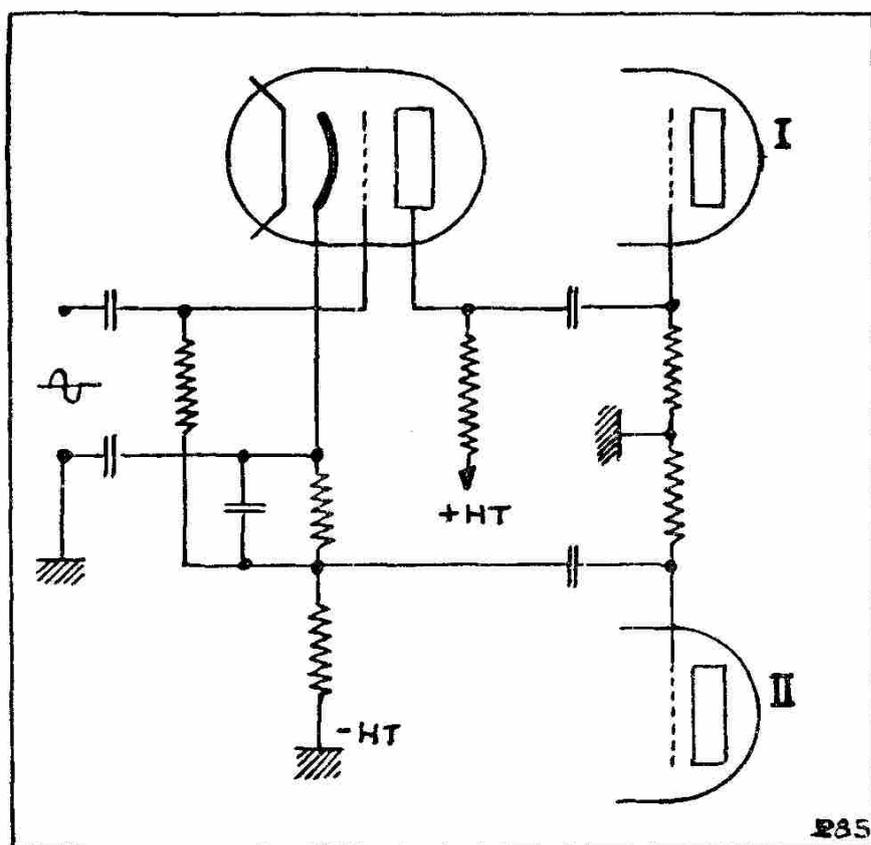


Fig. 115.

Comment se produit le déphasage ?

Supposons qu'au repos, le courant plaque soit de 2 mA et que les résistances  $R_u$  et  $R'u$  soient de 10 000 ohms chacune. Sur la figure 115,  $R_u$  va du  $+ HT$  à la plaque,  $R'u$  va du  $- HT$  à la résistance de cathode. Le point A est en haut de  $R'u$ , B est en haut de  $R_u$ , donc à la plaque. On trouvera à leurs bornes une différence de potentiel de  $0,002 \times 10\,000 = 20$  volts. Par rapport au châssis ( $- HT$ ), le point A de la figure 115 sera à un potentiel de  $+ 20$  volts et le point B à  $250 - 20 = 230$  volts.

Si le courant plaque, par suite du signal sur la grille, passe à 3 mA, la différence de potentiel aux bornes des résistances sera de  $0,003 \times 10\,000 = 30$  volts. Le point A passera à  $+ 30$  volts et le point B à  $250 - 30 = 220$  volts.

Les potentiels des points A et B ont donc varié l'un et l'autre de 10 volts, mais en sens inverse. Il est donc certain que la tension alternative soumise à l'entrée du tube déphaseur sera amplifiée puis divisée en deux, et que les deux moitiés de la tension amplifiée

seront transmises en opposition de phase aux tubes push-pull I et II.

Si le gain total du tube déphaseur est  $g$ , et la tension d'entrée  $e$ , la tension totale disponible sera  $e.g$ , mais la tension disponible pour chacun des tubes push-pull sera  $e.g/2$ . Tout se passe comme si le gain du tube était  $g/2$ .

Mais, attention, la résistance  $R'u$  ne peut être très élevée, car elle créerait une différence de potentiel prohibitive entre la cathode et le filament, ce dernier étant au potentiel du châssis. Or, une différence de potentiel trop importante entre cathode et filament peut occasionner la destruction de la cathode, donc du tube.

De plus, pour une raison que nous étudierons plus loin, la contre-réaction, page 271, la résistance  $R'u$  étant insérée du côté cathode, provoque une diminution du gain.

*Conséquence :*

Le montage cathodyne, ou le déphasage cathodique, ne doit pas être considéré comme un amplificateur, mais uniquement comme un inverseur de phase. Mais, comme l'amplification qui lui est demandée est petite,  $g = 2$ , il est capable de recevoir et de transmettre, sans distorsion appréciable, un signal important, allant, pour certaines triodes jusqu'à 15 volts. Suivant les caractéristiques des tubes de sortie choisis, on fera précéder le tube déphaseur d'un étage d'amplification de tension, ou on le fera suivre d'un étage push-pull amplificateur de tension avant l'étage final.

Le croquis de la figure 116 résume le cas où l'on utilise comme

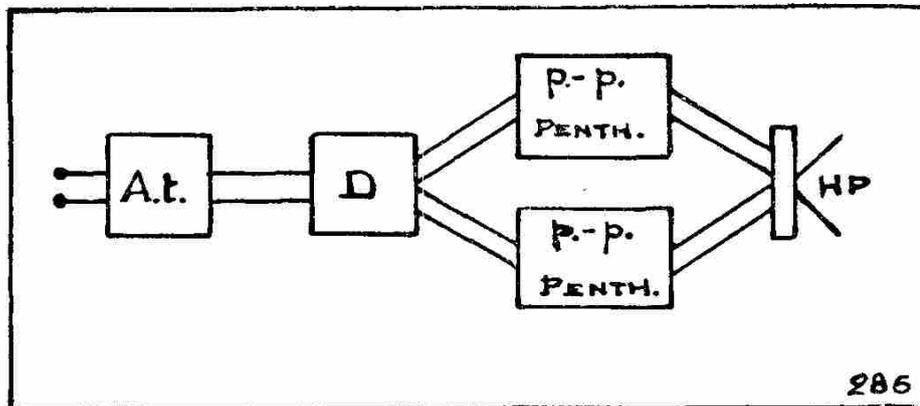


Fig. 116.

tubes de sortie des penthodes à forte pente, donc très sensibles, mais à faible recul de grille.

La figure 117 résume le cas où l'on utilise comme tubes de sortie des triodes de puissance à faible pente, donc peu sensibles, mais à fort recul de grille.

Comme nous l'avons vu au sujet de l'amplification de tension, page 174, si l'on ne dispose que d'un signal d'entrée très faible, on peut faire précéder chacun des amplificateurs ci-dessus par un étage d'amplification de tension par penthode à pente fixe.

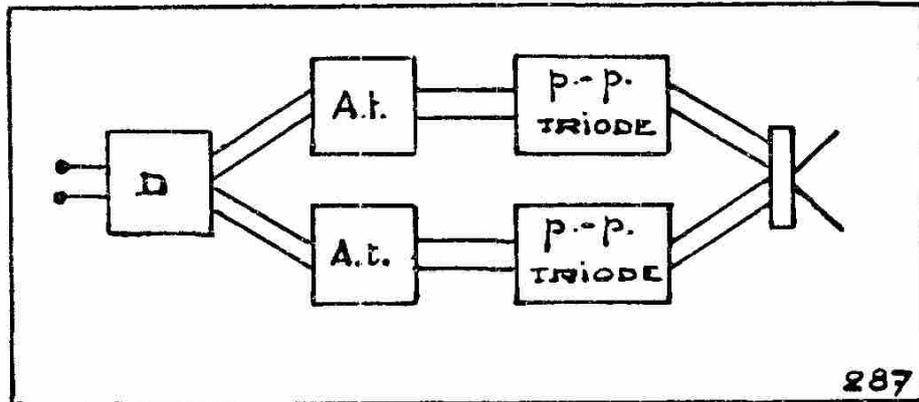


Fig. 117.

### c) DÉPHASAGE PAR UN TUBE

*Principe.* « Tout signal soumis à l'entrée d'un tube amplificateur se retrouve amplifié à la sortie, mais sa phase est inversée. »

Les connaissances que nous avons acquises nous permettent de vérifier aisément l'exactitude de ce théorème.

En effet, quand la grille d'un tube amplificateur devient positive, le courant anodique augmente, donc la chute de tension aux bornes de la résistance de charge augmente, donc la plaque devient plus négative.

A une alternance positive d'un signal d'entrée, l'amplificateur répondra par une alternance négative et vice-versa.

Les deux lampes push-pull doivent recevoir des signaux identiques, mais en opposition de phase. Pour réaliser cela, il suffira que l'amplificateur de tension qui alimente le tube II ait un étage de plus que celui qui alimente le tube I. Ainsi, si entre le détecteur et le tube de sortie push-pull I, il y a un étage d'amplification de tension, il faudra qu'entre le détecteur et le tube II il y ait deux étages d'amplification de tension. De cette façon, les tubes I et II recevront des tensions en opposition de phase. Mais les deux amplificateurs de tension devront avoir le même gain à toutes les fréquences, de façon que les tensions soumises aux grilles de I et de II soient aussi identiques que possible.

### Réalisation :

La figure 118 donne un schéma de réalisation de ce montage.

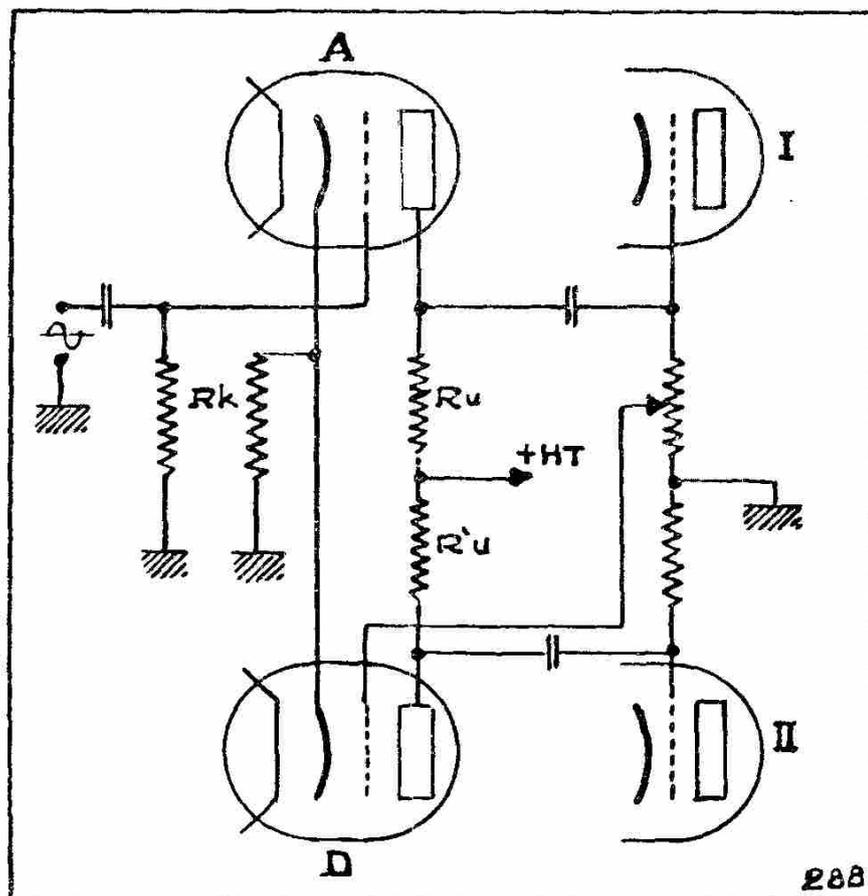


Fig. 118.

Le signal amplifié se développe aux bornes de la résistance  $R_u$ , puis est transmis à la grille du tube de sortie I. Tout se passe jusqu'ici comme dans tout amplificateur classique à résistance.

Il doit y avoir identité complète entre le tube amplificateur A et le tube déphaseur D, de même qu'entre leur montage. C'est la seule façon d'obtenir deux tensions identiques. Les résistances et condensateurs de l'un doivent être égaux à ceux de l'autre. Bref, le montage des deux tubes *doit être symétrique*. Le gain sera le même pour chacun d'eux, la distorsion éventuelle sera semblable.

Pour que ces deux tensions, à soumettre aux grilles des tubes de sortie, soient de même amplitude, il faut que l'amplitude du signal d'entrée de A soit égale à celle du signal d'entrée du tube D.

Pour que ces deux tensions soient en opposition de phase, il faut que le signal d'entrée de D soit capté à la sortie du tube A ou à l'entrée du tube I.

Il est très simple de prélever ce signal sur la résistance de grille du tube I.

Exemple : Supposons que le gain du tube *A* soit 10. Le gain du tube *D* doit aussi être 10. Il faudra donc prélever 1/10 de la tension disponible aux bornes de la résistance de grille *R<sub>g</sub>* du tube *I*. Pour cela, si cette résistance est de 700 000 ohms, on la divisera en deux résistances en série, l'une de 700 000/10, l'autre de  $700\ 000 \times 9/10$ , soit 70 000 et 630 000 ohms. On peut aussi remplacer la résistance *R<sub>g</sub>* par un potentiomètre de 700 000 ohms et ajuster le curseur pour obtenir le résultat cherché.

Le signal d'entrée aura donc été inversé une fois, pour atteindre la grille de *I*, et deux fois pour atteindre la grille de *II*.

Le lecteur, en examinant le schéma de la figure 118, aura remarqué que la résistance de cathode *R<sub>k</sub>* est commune aux tubes *A* et *D* et qu'elle n'est pas shuntée par le condensateur de découplage habituel.

Les deux tubes ayant le même montage et devant donner le même gain, leur polarisation doit être la même. Une résistance commune peut donc suffire. Mais cette résistance est traversée par la somme des courants moyens des deux tubes. Il faudra tenir compte de cela pour en calculer la valeur. Il est certain que la résistance à adopter devra avoir la moitié de la valeur de celle qu'on utiliserait pour un seul tube, mais qu'elle devra dissiper une puissance double. Si, pour un tube, nous avons trouvé 450 ohms et 1/2 watt, pour deux tubes, il faudra prendre 225 ohms et 1 watt.

Cette résistance est traversée par le courant des deux tubes. Ces courants sont des courants continus doublés chacun d'une composante alternative. Mais ces composantes alternatives sont égales et en opposition de phase. Donc, en faisant la somme des deux courants anodiques, les courants continus s'ajoutent et les composantes alternatives s'annulent.

La résistance *R<sub>k</sub>* n'étant parcourue que par du courant continu, il n'y a aucune raison de la découpler au moyen d'un condensateur. Et ceci est un avantage, car les cathodes conserveront, pendant le signal, une bien plus grande stabilité de potentiel que dans tout amplificateur de tension à polarisation automatique, dont la résistance de cathode serait le plus avantageusement découplée.

Nous avons vu aussi, page 148, que si l'on n'employait pas de condensateur de découplage, le gain du tube serait diminué, c'est un effet de contre-réaction produit par la composante alternative qui traverse la résistance de cathode *R<sub>k</sub>*. Dans le cas présent, aucune composante alternative ne traversant *R<sub>k</sub>*, il ne peut y avoir de contre-réaction, et tout le gain du tube est conservé.

Nous avons vu aussi, page 149, que le condensateur de décou-

plage  $Ck$  constitue une impédance plus grande pour les sons graves que pour les sons aigus. Il ne supprime pas l'effet de contre-réaction, il l'atténue, et son action est plus efficace pour les sons aigus que pour les sons graves. Sa valeur dépend de la valeur de  $Rk$ , et si l'on choisit une valeur trop petite, l'amplification des sons graves peut être en partie compromise. Cet inconvénient disparaît ici, puisque le condensateur de découplage de la résistance de cathode n'a pas de raison d'être.

Le calcul des résistances et condensateurs des tubes  $A$  et  $D$  ne présente plus de difficulté, le lecteur peut se rapporter intégralement à ce qui a été dit au chapitre de l'amplification de tension.

#### d) UNE VARIANTE INTÉRESSANTE

Le montage ci-dessus ne convient cependant qu'à des amplificateurs de faible puissance, amplificateurs utilisant comme lampes finales des tubes dont la puissance dissipée ne dépasse pas 10 watts, tels que l'EL3 et l'EBC1 en européennes, les 42,47 et 6V6 en américaines.

Supposons en effet qu'un signal d'entrée de trop grande amplitude, amplifié par le tube  $A$ , puis transmis à la grille du tube  $I$ , entraîne l'apparition du courant grille dans ce tube, parce que le potentiel du point  $G$  se serait trop rapproché du potentiel de la cathode (fig. 119). Le point  $P$  pourrait se trouver à ce moment à un potentiel très proche de celui de la cathode de  $D$ , provoquant ainsi l'apparition du courant grille de ce dernier tube. Il peut se produire dans  $D$  une émission secondaire qui élèvera plus encore le potentiel du point  $P$  et conséquemment celui de  $G$ . Il y aura destruction d'une des deux lampes.

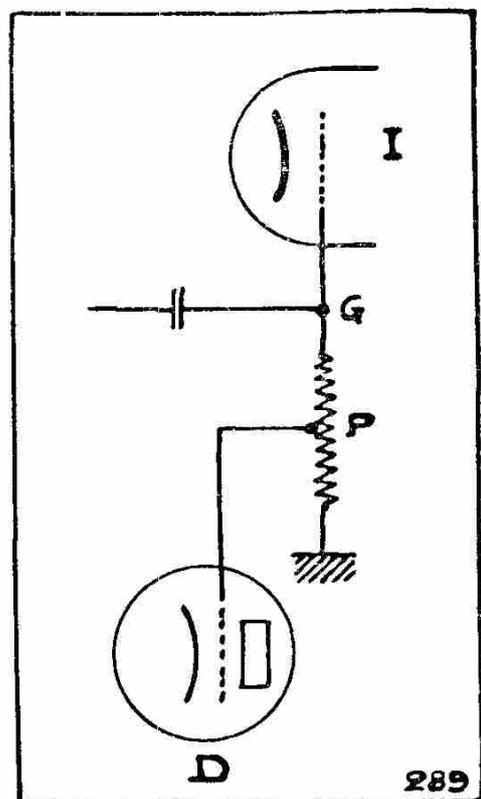


Fig. 119.

Voici la façon d'éviter cet accident (fig. 120) :

Au lieu de prélever le signal d'entrée du tube déphaseur sur la résistance de grille  $R_g$  du tube  $I$ , on le capte sur la résistance de

charge  $R_u$  du tube  $A$  et on le transmet à la grille du tube déphaseur  $D$  au moyen d'un condensateur de liaison  $C_l$  qui se calcule comme tout condensateur de liaison.

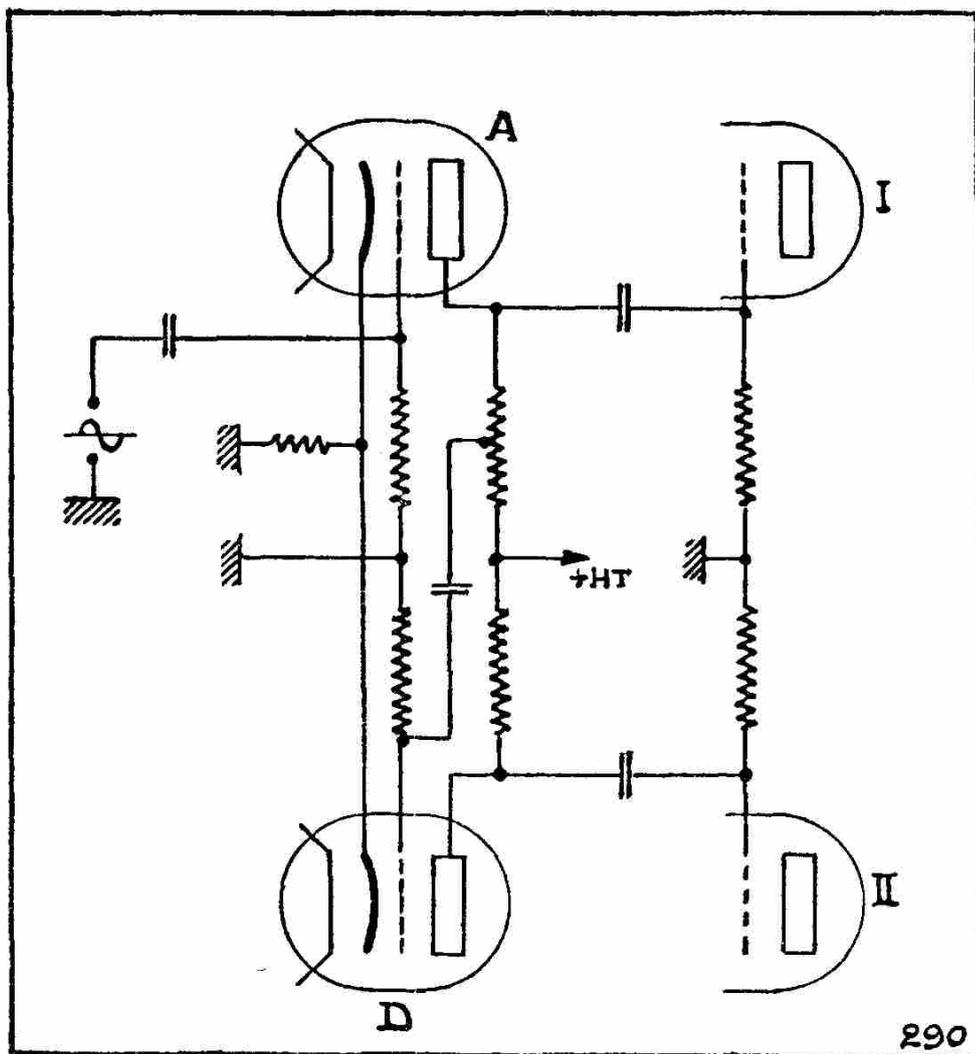


Fig. 120.

Autre avantage de cette variante.

$D$  étant un tube amplificateur de tension, en même temps que déphaseur, il est logique et simple de lui appliquer la polarisation automatique, par l'emploi d'une résistance de cathode  $R_k$ . Dès lors, le potentiel de la grille doit être fixé par la résistance habituelle de grille, résistance qui fera retour au châssis.

Ceci est réalisé dans les deux schémas, figures 118 et 119. Mais, dans le premier cas, figure 118, le retour de grille du tube push-pull I, étant en partie commun avec le retour de grille de  $D$ , doit obligatoirement se faire au châssis. Donc les deux tubes push-pull devront obligatoirement être montés avec polarisation automatique. Or, nous verrons plus loin, page 252, qu'il y a parfois avantage,

dans les montages push-pull à utiliser une polarisation semi-automatique ou même fixe, chose impossible avec le système du prélèvement de la tension de D sur la résistance de grille du tube I.

Dans le deuxième cas (fig. 120) au contraire, les résistances de grille des tubes D et I sont indépendantes. Rien ne nous empêche plus de conserver la polarisation automatique pour le tube D et d'appliquer aux tubes I et II la polarisation de notre choix : automatique, semi-automatique ou fixe.

Ces deux montages sont excellents et fort employés.

### e) DÉPHASAGE PAR DOUBLE TRIODE

On trouve parmi les tubes américains des doubles triodes ayant des usages multiples, sur lesquels nous reviendrons plus loin. Un de ces usages est l'amplification de tension et l'inversion de phase. Ces tubes portent les numéros : 6N7, 6A6, 53, 79 et 89.

La figure 121 représente le montage d'un tel tube, comme ampli-

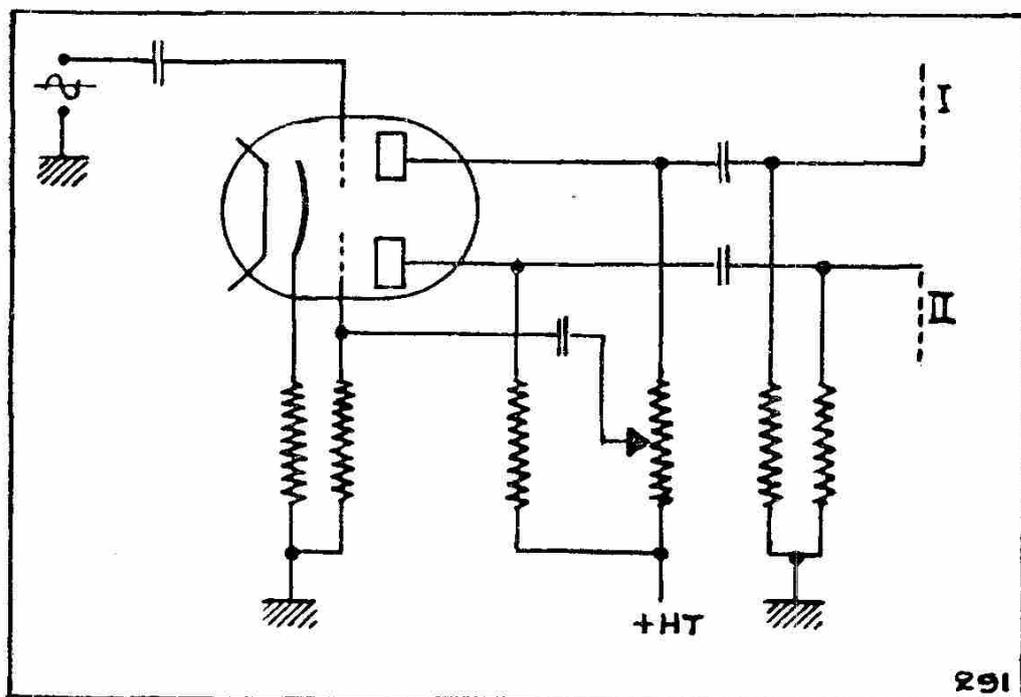


Fig. 121.

ficateur et déphaseur. Ce montage est absolument le même que le précédent (fig. 120) sauf que les deux triodes A et D sont enfermées dans la même ampoule, que la cathode est commune et qu'il n'y a qu'un seul filament. Ce montage peut donner un gain de 35. De plus, il économise un tube et la place nécessaire pour ce tube.

Il est donc tout désigné quand la dimension du récepteur est limitée, comme par exemple dans les récepteurs auto.

Le calcul des résistances et condensateurs se fait suivant la méthode habituelle.

#### f) DÉPHASAGE PAR TUBE A ÉMISSION SECONDAIRE

##### *Principe du tube à émission secondaire.*

Le tube à émission secondaire EE1, appelé aussi tube à cathode froide, est utilisé comme tube amplificateur MF dans les appareils de télévision où la bande passante est bien plus large qu'en radiophonie. Il est aussi utilisé comme amplificateur et déphaseur devant un étage push-pull.

Nous avons eu l'occasion déjà lors de l'étude du tube tétrode, page 60, d'aborder la question de l'émission secondaire. Le lecteur fera bien de relire ce paragraphe, afin de se le remettre en mémoire.

Dans une tétrode, quand l'anode est à un potentiel inférieur à celui de l'écran, il se produit un courant inverse, car les électrons partis de la cathode et accélérés par l'écran, atteignent la plaque avec une vitesse telle qu'ils arrachent des électrons à celle-ci. Cette évaporation d'électrons qui quittent la plaque et se dirigent vers l'écran dont le potentiel est plus positif constitue l'émission secondaire. Ce phénomène gênant a fait abandonner la tétrode au profit de la penthode, dont la troisième grille, grille de suppression, a précisément pour but d'annihiler les effets nuisibles de l'émission secondaire en refoulant ces électrons vers la plaque. Dans une tétrode, il peut donc y avoir un courant plaque inverse.

Dans le tube EE1, au lieu de supprimer l'émission secondaire, on l'a favorisée et utilisée.

Pour favoriser l'émission secondaire, il fallait accélérer le plus possible la marche des électrons primaires ; on a utilisé pour cela une grille écran portée à un potentiel de 150 volts. Il fallait aussi utiliser comme cible, comme réceptacle, une matière qui abandonne généreusement des électrons secondaires sous l'effet d'un bombardement électronique. Cette cible est la cathode froide. Dans le tube EE1, un électron primaire arrache en moyenne cinq électrons secondaires. Le courant secondaire pourra donc être cinq fois plus intense que le courant primaire.

##### *Fonctionnement du tube à émission secondaire (fig. 122).*

Le flux d'électrons primaires, issu de la cathode, est modulé par

la grille  $g1$ , puis les électrons sont accélérés par l'écran  $g2$ . Ces électrons primaires viennent bombarder la cathode froide  $Kf$  et en

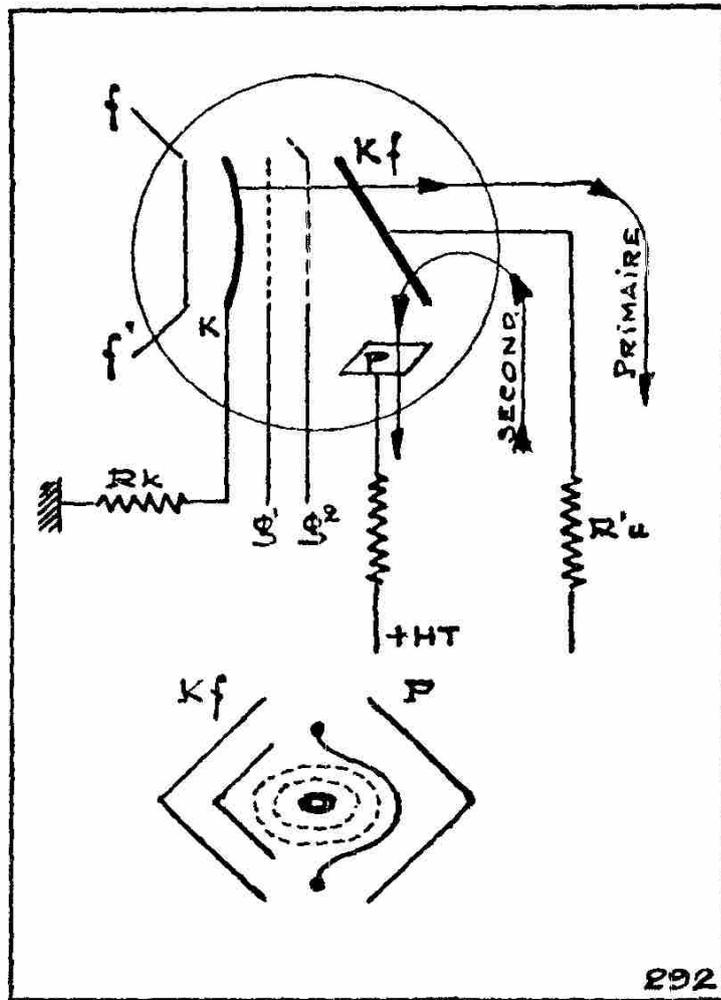


Fig. 122.

arrachent un flux d'électrons secondaires environ cinq fois plus important. L'architecture du tube est telle que ces électrons ne peuvent faire retour vers la grille-écran, mais peuvent se précipiter vers la plaque dont le potentiel est de beaucoup plus élevé. Le constructeur a en effet prévu une série d'écrans et de plaques déflectrices qui dirigent, comme dans des corridors, les deux flux électroniques.

$Kf$  se comporte donc comme une cathode qui émettrait un flux d'électrons modulé à la fréquence du signal.

- Il y a donc, dans le tube, deux flux électroniques : l'un, primaire (*pr.* de la figure), suit le chemin indiqué par la flèche  $K$ ,  $g1$ ,  $g2$ ,  $Kf$ , —  $HT$ ,  $Rk$  ; l'autre, secondaire (*sec.* de la figure), suit le trajet indiqué par l'autre flèche  $Kf$ ,  $P$ ,  $Ru$ , +  $HT$ , source haute tension, —  $HT$ ,  $R'u$ ,  $Kf$ . Mais le flux secondaire est cinq fois plus intense que le flux primaire.

S'il y a deux flux d'électrons, il y a deux courants qui circulent évidemment dans le sens inverse des flèches, suivant la convention que le courant va en sens inverse du flux électronique.

En examinant la figure 122, on constate que ces deux courants se superposent dans la résistance de charge de la cathode froide,  $R'u$ , mais sont de sens contraires. Ils se soustraient donc en valeur absolue.

Voulons-nous, maintenant, ne plus envisager qu'une partie du tube : la cathode froide Kf et la plaque P ? (fig. 123).

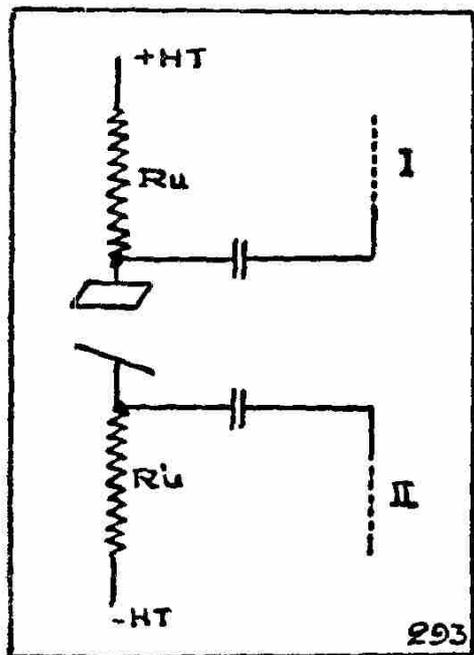


Fig. 123.

La cathode froide émet un flux d'électrons modulé. Elle se comporte donc exactement comme l'ensemble formé par une cathode ordinaire entourée d'une grille de commande recevant un signal.

La plaque P, positive par rapport à la cathode froide, réceptionne les électrons. Il s'ensuit un courant modulé qui traverse l'espace P — Kf. Ce courant traverse en même temps la résistance  $R_u$ , dans le sens  $+ HT \rightarrow P$ , et la résistance  $R'u$  dans le sens  $Kf \rightarrow - HT$ .

Ce courant créera une différence de potentiel aux bornes de  $R_u$  et une différence de potentiel aux bornes de  $R'u$ . Nous reconnaissons là un montage

cathodyne dérivé de celui qui fut exposé page 211. Il y a cependant une différence. Dans le montage de la figure 115, les résistances  $R_u$  et  $R'u$  étaient traversées par un courant de même intensité. Donc, pour obtenir à leurs bornes des différences de potentiel égales, il fallait que les résistances fussent égales.

Il n'en est pas de même dans le cas du tube à émission secondaire.

Appelons  $I_a$ , le courant moyen qui traverse  $R_u$  ;  $I_{kf}$  celui qui traverse  $R'u$  ; et  $I_k$ , celui qui résulte de l'émission électronique de la cathode chaude.

Nous savons que  $I_k = I_a/5$  environ

et que  $I_{kf} = I_a - I_k$ .

Donc,  $I_{kf} = I_a - I_a/5 = 4/5 I_a$ .

Dès lors, il sera aisé de calculer les deux résistances  $R_u$  et  $R'_u$ , pour obtenir la même différence de potentiel à leurs bornes :

$$R_u = V : I_a$$

$$R'_u = V : \frac{4 I_a}{5}$$

D'où  $R_u = 4/5 R'_u$  ou  $R'_u = 5/4 R_u$  environ.

*La forte pente du tube à émission secondaire.*

Une caractéristique du tube à émission secondaire est que sa pente est extraordinairement élevée.

En effet, si la caractéristique du courant cathodique  $I_k$  a une pente de  $x$  mA/V, puisque chaque électron primaire arrache 5 électrons secondaires à la cathode froide, il est certain qu'une variation du potentiel de la grille de commande  $g_1$  entraînera une variation de l'intensité du courant anodique  $I_a$  égale à  $5 x$  mA/V.

Le tube EE1 a une pente statique de 17 mA/V.

Mais, si la pente élevée est un avantage au point de vue du gain, elle oblige à prendre des précautions spéciales afin d'avoir une stabilité convenable du potentiel moyen de chacune des électrodes. Partout, il faudra des chutes de tension potentiométriques et non des résistances simples. La cathode chaude, la grille de commande, la grille-écran et la cathode froide doivent avoir leur potentiel moyen fixé par potentiomètre.

La figure 124 schématise le montage d'un tube à émission secondaire EE1 comme amplificateur de tension BF et inverseur de phase devant un montage push-pull.

$V_a$	275 V	300 V
R1	25 000 ohms	25 000 ohms
R2	16 000 ohms	16 000 ohms
R3	80 000 ohms	100 000 ohms
R4	150 000 ohms	136 000 ohms
R5	20 000 ohms	18 000 ohms
R6	8 000 ohms	8 000 ohms
Rk	2 250 ohms	2 150 ohms
$I_a$	3,6 mA	3 mA
$I_{kf}$	— 2,75 mA	— 2,25 mA
$I_{g2}$	0,3 mA	0,2 mA
$V_o$	3 volts 5 volts	3 volts 5 volts
$V_o/V_i$ (gain)	70 70	75 75
Dist. tot.	2,2 % 3,1 %	3 % 5 %

Ce schéma est inspiré des données de la firme Philips.  
 Il s'agit d'un tube qui, sans doute, fera parler de lui. Il est trop tôt encore pour préjuger.

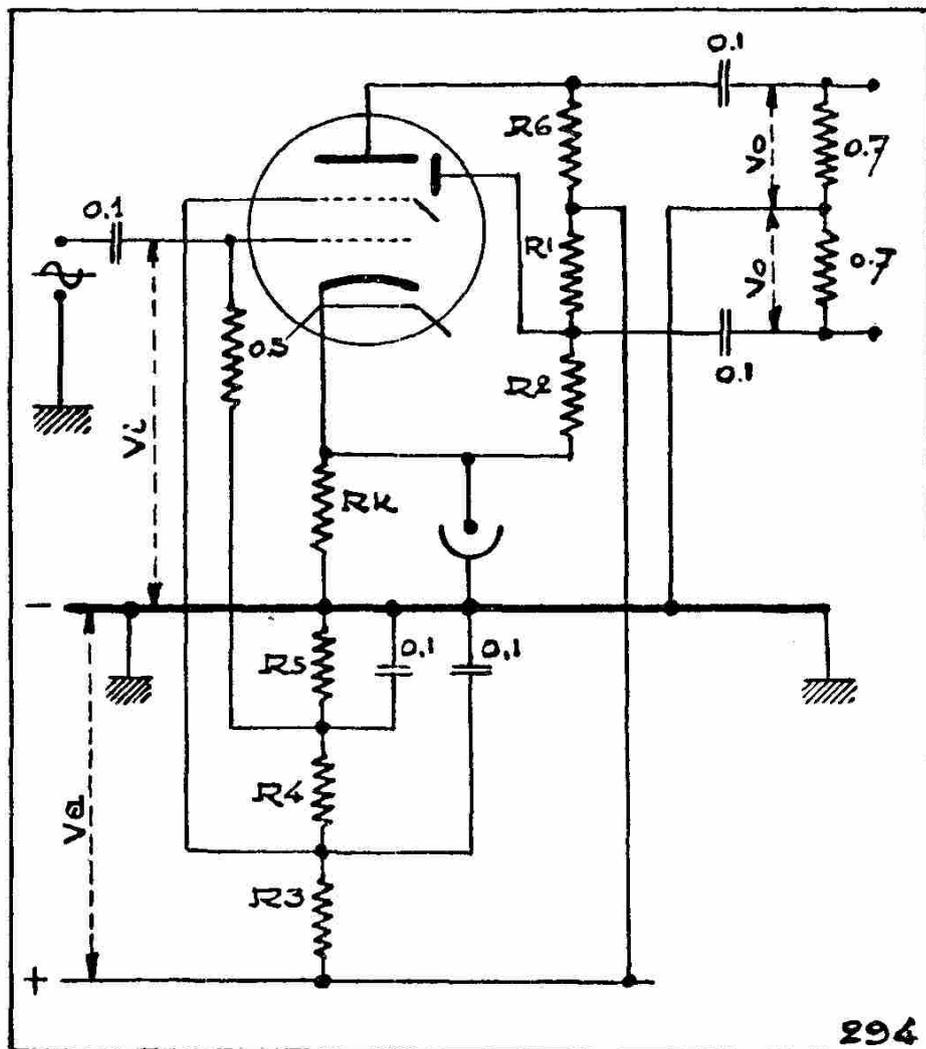


Fig. 124.

### Rôle du transformateur de sortie

Le rôle du transformateur de sortie est de réaliser pratiquement la solution du problème exposé page 206, au paragraphe « *Autre constatation...* ».

Le tube I de l'amplificateur push-pull donne un courant continu doublé d'une composante alternative.

Le tube II nous donne le même courant, dont la composante alternative est identique, mais décalée de 180°.

Il s'agit d'opérer la soustraction de ces deux courants et de leur composante alternative.

Il suffit, pour cela, de les faire passer en sens inverses dans l'enroulement primaire du transformateur, chose qui paraît impossible.

On a tourné la difficulté en faisant passer le courant anodique

de I et le courant anodique de II respectivement dans chacune des deux moitiés du primaire (fig. 125).

Le primaire porte une prise rigoureusement médiane réunie au + HT. Les deux extrémités sont réunies aux plaques des tubes I et II.

Comment se comportent les composantes continues ? Elles se dirigent en sens opposés, donc leurs champs magnétiques s'annulent.

Comment se comportent les composantes alternatives ?

Les portions de sinusoïdes qui sont en opposition de phase s'ajoutent puisqu'elles se dirigent en sens inverses.

Or, les deux composantes alternatives sont toujours en opposition de phase ; nous l'avons voulu ainsi, c'est le travail du tube déphaseur. Donc, elles s'ajouteront et la puissance modulée sera doublée. Cependant, les harmoniques pairs ne sont jamais en opposition, mais bien en phase.

Comme leurs chemins dans le primaire sont en sens inverses, leurs effets s'annulent.

Précisons (fig. 126) :

Le tube I est en haut de la figure, le tube II est en bas. Le point *m* est la prise médiane du primaire, donc, le point où est appliqué le + HT. Le point *a* est du côté plaque de I, le point *b* est du côté plaque de II.

Soumettons aux grilles *g* et *g'* des tubes push-pull I et II des tensions sinusoïdales identiques, mais décalées de 180°.

Analysons ce qui va se passer et déduisons six avantages des montages push-pull.

1. *Suppression de la saturation du noyau magnétique du transformateur de sortie.*

La composante continue du courant anodique du tube I va dans le sens  $m \rightarrow a$ . Celle du tube II va dans le sens  $m \rightarrow b$ . Leurs effets s'annulent donc, puisque ces courants continus circulent en sens inverses dans l'enroulement primaire du transformateur. L'avan-

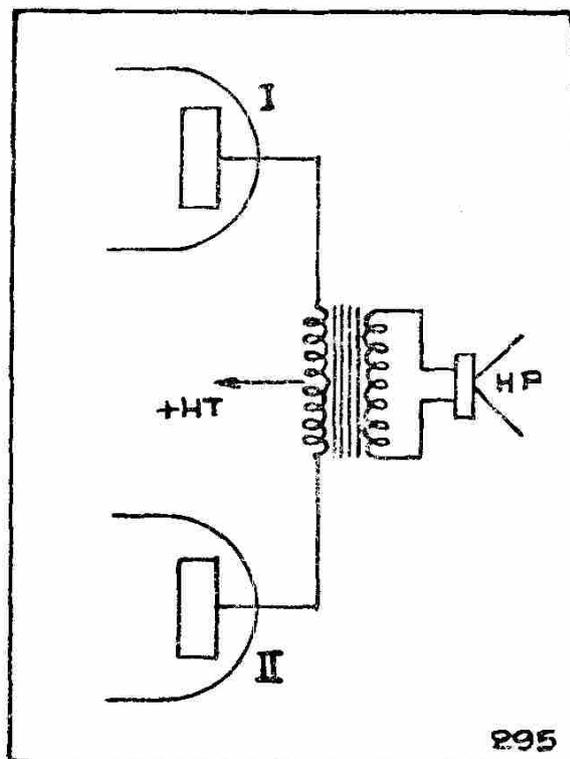


Fig. 125.

tage sera d'éviter la saturation du noyau magnétique, cause de distorsion.

### 2. Puissance modulée doublée.

Du point 0 au point  $90^\circ$ , la grille devient de plus en plus positive, donc le courant anodique augmente. Dans le primaire du transformateur, le courant augmente d'intensité et circule dans le sens  $m \rightarrow a$ , ce qui entraîne, par induction électro-magnétique, l'apparition d'un courant inverse dans le secondaire, soit, par exemple, le sens des flèches dans la figure 126.

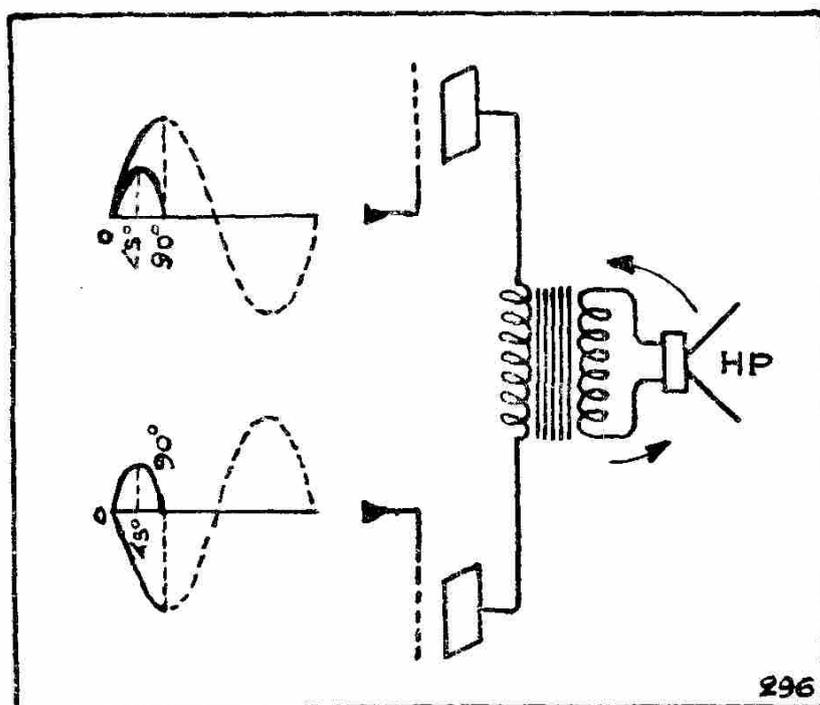


Fig. 126.

Du point 0 au point  $90^\circ$ , tube II, la grille devient de plus en plus négative. Le courant anodique diminue. Dans le primaire du transformateur, le courant diminue d'intensité et circule dans le sens  $m \rightarrow b$ , ce qui entraîne l'apparition d'un courant direct dans le secondaire, soit le même sens que le courant induit du paragraphe précédent, sens des flèches dans la figure 126.

Ces deux courants secondaires étant de même sens ajoutent leurs effets sur la bobine mobile du haut-parleur. Le deuxième avantage est que la puissance modulée sera doublée.

### 3. Suppression de la distorsion par harmoniques pairs.

Etudions la question de l'harmonique II. Nous avons vu page 205 que l'harmonique II de la première demi-période est toujours en phase avec l'harmonique II de la deuxième demi-période. Donc, si les fondamentales sont en opposition de phase, les harmoniques pairs, au contraire, sont en phase.

Donc, de 0 à 45°, l'harmonique II rend les deux grilles positives, les deux courants anodiques augmentent d'intensité, mais circulent, l'un dans le sens  $m \rightarrow a$ , l'autre dans le sens  $m \rightarrow b$ . Les courants secondaires qu'ils pourraient faire naître seraient de sens opposés et s'annuleraient.

Le troisième avantage est donc la *suppression de la distorsion par harmoniques pairs*.

#### 4. *Suppression du ronflement de réseau par insuffisance de filtrage.*

Supposons que le courant fourni par le redresseur soit insuffisamment filtré. Il comporterait, dans ce cas, une composante alternative à 50 périodes, si la redresseuse est monoplaque et ne redresse qu'une alternance, ou une composante alternative à 100 périodes si la redresseuse est biplaque et redresse les deux alternances. Ce courant insuffisamment filtré se partage au point  $m$ . Une moitié prend la direction  $m \rightarrow a$ , l'autre la direction  $m \rightarrow b$ . La composante alternative se partage de même et comme les deux parties sont en phase, leurs effets sur le courant secondaire s'annulent.

Le quatrième avantage est donc *la suppression du ronflement de réseau, 50 ou 100 périodes/secondes, provenant d'un filtrage insuffisant*, à condition que ce ronflement n'ait pas été introduit avant le système déphaseur, auquel cas, la composante alternative serait amplifiée, puis déphasée et serait finalement entendue dans le haut-parleur.

#### 5. *Stabilité plus grande des polarisations automatiques.*

Puisque, à cause de l'inversion de phase, quand le courant anodique du tube I augmente d'intensité, le courant du tube II diminue, la somme des deux courants reste constante. Il n'y a donc pas de variation du débit de courant anodique des tubes de puissance. Cela supprime les variations du potentiel haute tension disponible pour les autres tubes du récepteur et les perturbations que cela peut entraîner dans son fonctionnement.

Le cinquième avantage est donc *la stabilité de la haute tension* (tout au moins dans un push-pull classe A ; (voir plus loin, page 229, les éclaircissements sur ce terme que nous utilisons pour la première fois).

6. *Le sixième avantage est la possibilité de tirer un meilleur rendement des tubes*, qu'ils soient triodes ou pentodes. Ce point sera développé plus loin, pages 245 et suivantes.

## CHAPITRE IX

### Nouvelle augmentation de nos connaissances relatives aux tubes électroniques :

## LA CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS

### Un rappel

La figure 127 représente :

*a)* une des caractéristiques statiques d'un tube quelconque, variation du courant plaque ( $I_a$ ) pour une tension grille ( $V_g$ ) variable et une tension plaque ( $V_a$ ) fixe (*a*).

*b)* La caractéristique dynamique pour une résistance de charge déterminée (*b*).

*c)* La caractéristique dynamique pour une impédance de charge déterminée, ayant une résistance ohmique négligeable (*c*).

*d)* Une petite courbe qui représente les variations du courant grille ( $I_g$ ) pour une variation du potentiel grille ( $V_g$ ) (*d*).

Dans notre étude des tubes électroniques, étude qui se répartit sur plusieurs chapitres des deux premiers tomes de cet ouvrage,

nous avons toujours placé le point de fonctionnement au repos sur la caractéristique dynamique ou sur la caractéristique statique.

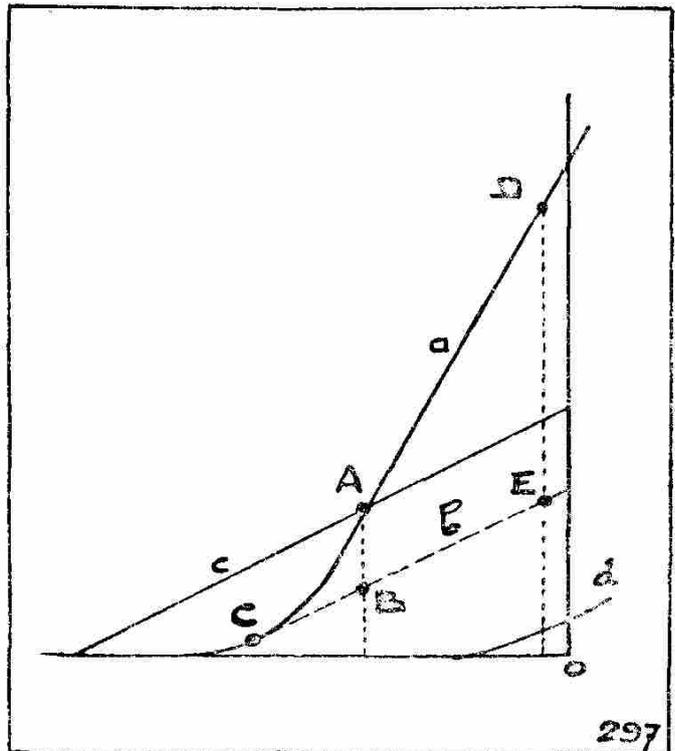


Fig. 127.

1. Quand le tube est employé comme amplificateur avec liaison par transformateur haute, moyenne ou basse fréquence, nous avons choisi le point de fonctionnement au repos vers le milieu de la partie rectiligne de la caractéristique statique (*A*).

2. Mais si l'amplificateur est à résistances, si donc la charge anodique est une résistance pure, le point de fonctionnement se trouve alors sur la caractéristique dynamique (*B*).

3. Si le tube est monté en détecteur par la plaque, le point de fonctionnement au repos est choisi dans le coude inférieur de la caractéristique statique, à l'endroit où le courant plaque ( $I_a$ ) est presque annulé (*C*).

4. Si le tube est monté en détecteur par la grille, système du condensateur shunté, le point de fonctionnement au repos est choisi sur la caractéristique statique (*D*) si la liaison se fait par transformateur BF, ou sur la caractéristique dynamique (*E*) si l'amplificateur est à résistances, mais toujours pour 0 volt grille. Le courant grille traversant la résistance de détection y provoquera une chute de tension qui fait que la grille devient un peu négative et que le point de fonctionnement au repos n'est plus sur la verticale 0 volt grille, mais un peu au-dessous.

5. Si le tube est monté en oscillateur, le point de fonctionnement sera choisi également pour 0 volt grille, et il y aura également courant grille (*D*).

*Conclusion* : Nous avons, jusqu'à présent, imposé aux tubes électroniques des conditions différentes de travail, et il paraissait intéressant de « faire le point » en réunissant en un court paragraphe toutes ces choses disséminées dans le présent ouvrage. Ces diverses conditions de travail, ce choix variable du point de fonctionnement au repos, est à la base de la classification des amplificateurs.

## Classification des amplificateurs

On classe les amplificateurs d'après le choix du point de fonctionnement au repos.

*Classe A*. — Le point de fonctionnement au repos est choisi dans la partie rectiligne de la caractéristique et le signal appliqué à la grille est tel qu'il n'entraîne jamais l'apparition du courant grille, ni l'annulation du courant plaque (fig. 128).

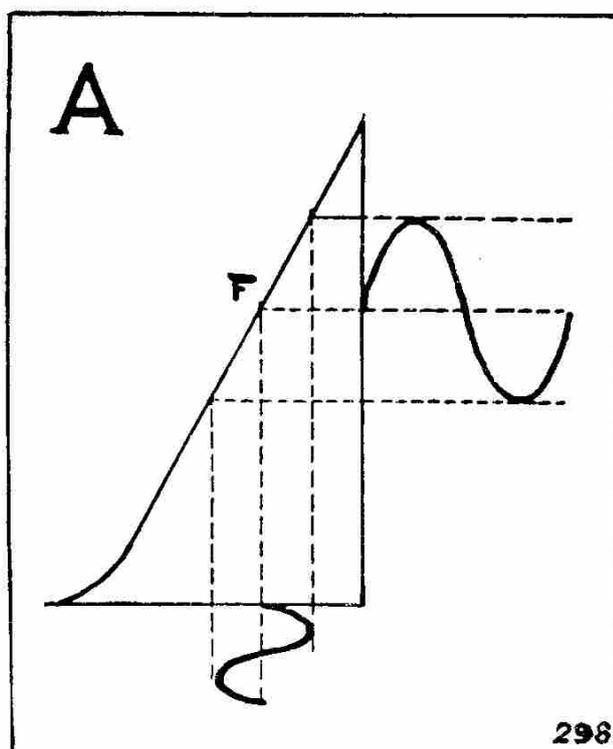


Fig. 128.

*Classe B1.* — Le point de fonctionnement est choisi dans le coude inférieur de la caractéristique. Le signal ne devra jamais avoir une amplitude capable de provoquer l'apparition du courant grille. L'alternance positive seule est amplifiée. Ceci ressemble fort à un montage détecteur par caractéristique plaque. Le chiffre 1 derrière la lettre B signifie qu'il n'y a pas de courant grille (fig. 129).

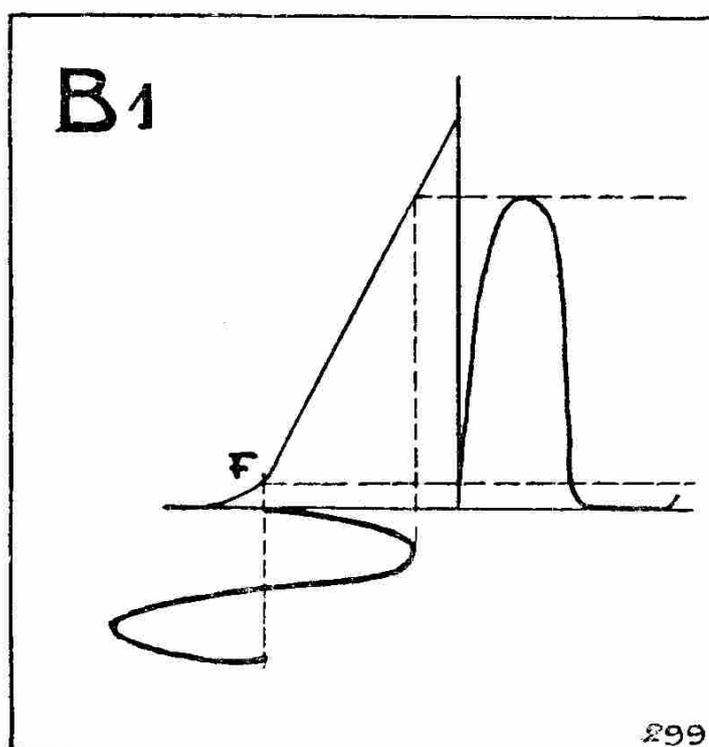


Fig. 129.

*Classe A/B.* — Le point de fonctionnement au repos à une position intermédiaire entre ceux qu'il occupe en classe A et en classe B. En conséquence, pour un faible signal, le tube travaille comme en classe A, mais avec courant anodique moyen réduit ; pour un signal plus fort, il y a une forte distorsion de l'alternance négative.

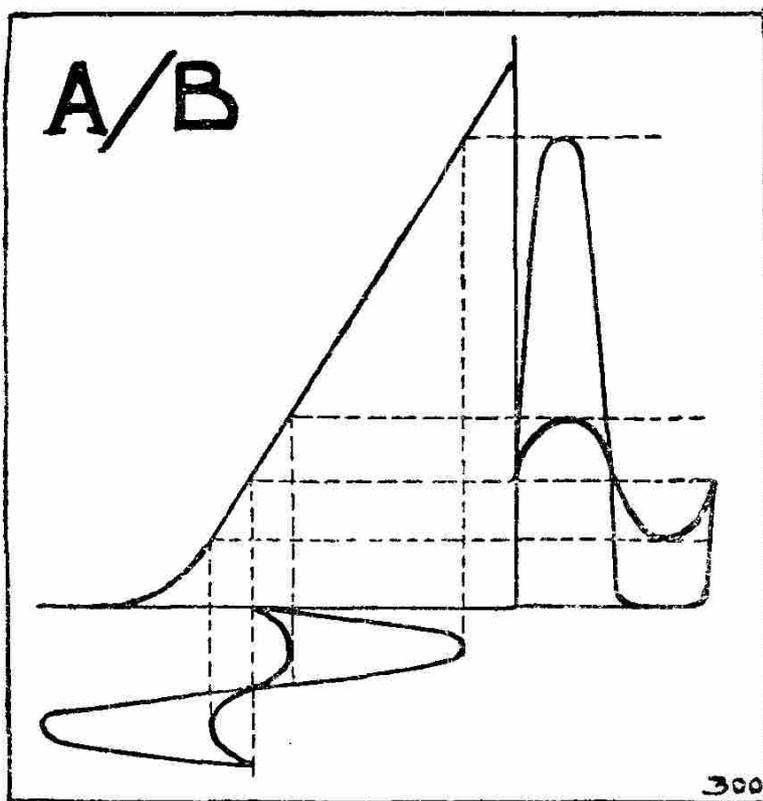


Fig. 130.

L'amplitude du signal ne doit en aucun cas faire apparaître le courant grille (fig. 130).

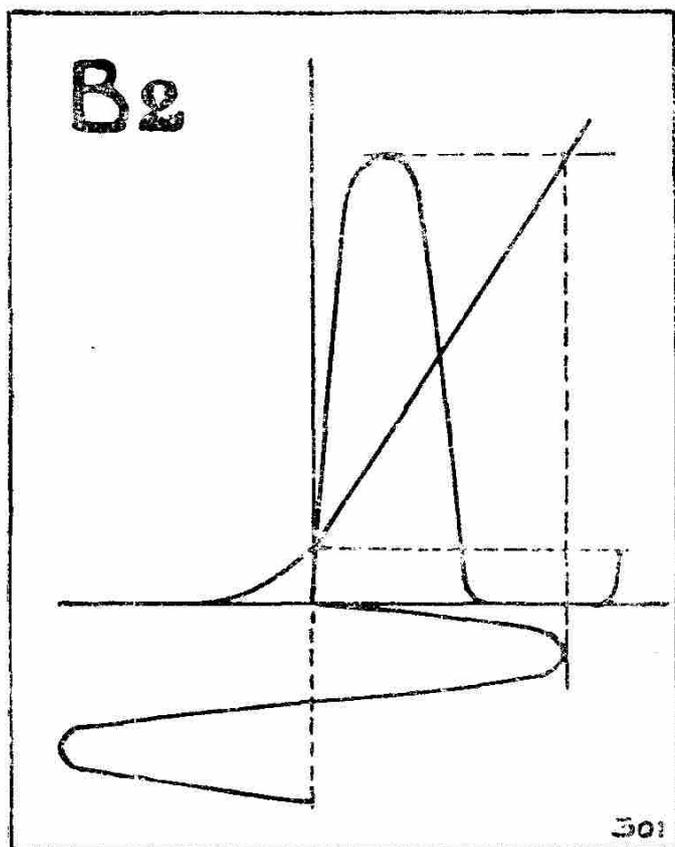


Fig. 131.

*Classe B2 avec courant de grille.* — Le point de fonctionnement au repos est choisi à 0 volt grille. On provoque donc délibérément l'apparition du courant grille.

Le chiffre 2 derrière la lettre B signifie qu'il y a un courant de grille (fig. 131).

*Classe C.* — Le point de fonctionnement est choisi bien au delà de la polarisation qui annule le courant plaque. Seule une portion de l'alternance positive est amplifiée. Nous n'étudierons pas en détail les amplificateurs

classe C, qui ne sont utilisés que dans les amplificateurs à haute fréquence des postes émetteurs (fig. 132).

Nous étudierons successivement le fonctionnement des tubes suivant la classification ci-dessus, à l'exception de la classe C, qui, comme nous l'avons dit, n'est utilisée que dans les postes émetteurs.

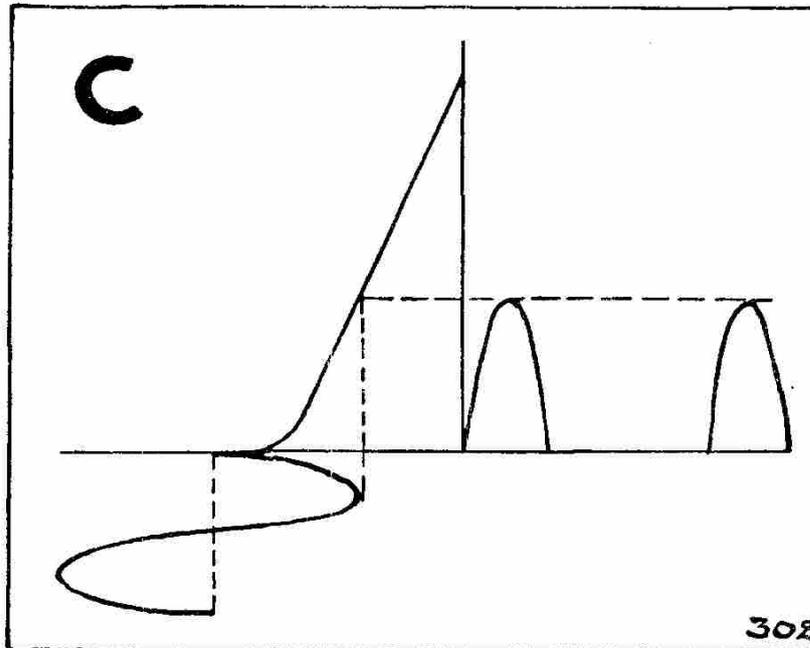


Fig. 132.

## CLASSE A.

On peut monter en classe A des amplificateurs avec tube unique, avec deux ou plusieurs tubes en parallèles, ou avec deux tubes push-pull.

### MONTAGE AVEC UN SEUL TUBE DE SORTIE TRIODE

Il a été uniquement question de ce montage dans tout le chapitre de l'amplification de puissance, et il ne nous reste plus grand chose à en dire.

Signalons seulement que les constructeurs recommandent comme point de fonctionnement au repos, un point de la caractéristique statique pour lequel le courant anodique équivaut au  $1/4$  environ de la valeur du courant anodique que l'on obtiendrait pour la tension anodique utilisée et une tension grille égale à 0 volt.

Le point de fonctionnement ainsi choisi, ne se trouve pas du tout au milieu de la partie droite de la caractéristique statique, mais plutôt vers le quart inférieur de la caractéristique, coude compris. Pour certains tubes, il se trouve au début de la partie courbe. Ceci,

à première vue, est en contradiction avec le principe que nous avons si souvent énoncé : « le point de fonctionnement au repos doit se trouver au milieu de la partie droite de la caractéristique plaque, afin d'éviter l'excès de distorsion ».

Voici l'explication de ce « malentendu ».

Nous avons, pages 183 et 185, représenté la courbe de la puissance dissipée d'un tube, et nous avons, en particulier, représenté, page 185, la courbe 15 watts du tube triode AD1. Cette courbe, qui délimite une « zone interdite », a été relevée sur une famille de caractéristiques : variation du courant anodique pour une tension anodique variable et des tensions de grille fixes (ce qui s'écrit aussi : caractéristique  $I_a/V_a$ ).

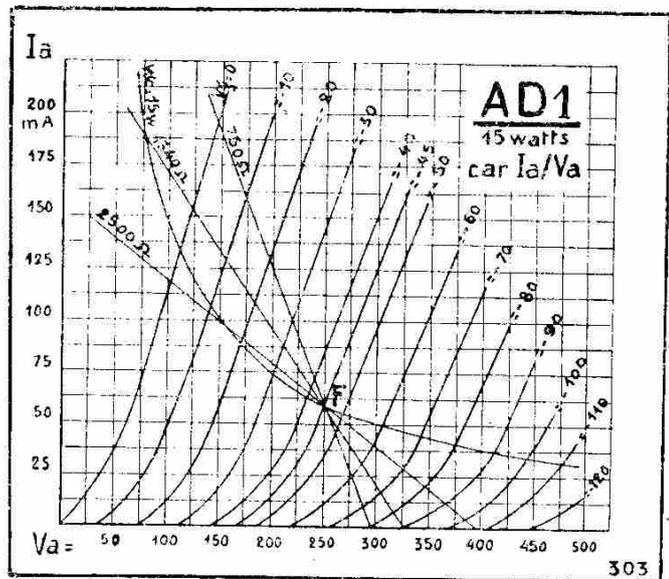


Fig. 133.

Nous pouvons aussi bien relever la courbe 15 watts du tube triode AD1 sur le graphique représentant les variations du courant anodique pour une tension grille variable et des tensions anodiques fixes (ce qui s'écrit également : caractéristiques  $I_a/V_g$ ).

Nous reproduisons, figure 133, les caractéristiques  $I_a/V_a$  de la triode AD1, et, figure 134, les caractéristiques  $I_a/V_g$  du même tube.

Sur les deux graphiques, nous traçons la courbe 15 watts.

Le point de fonctionnement au repos ne peut se trouver dans la zone interdite sous peine de fatiguer le tube et le détériorer prématurément.

Si nous plaçons ce point au milieu de la partie droite de la caractéristique statique  $I_a/V_g$ , soit en M, figure 134, la tension serait 250 volts,

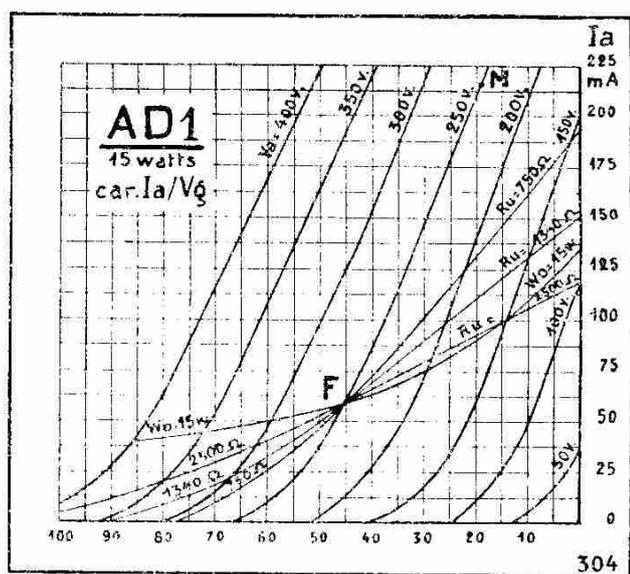


Fig. 134.

l'intensité 215 mA ; la puissance dissipée par le tube serait  $250 \text{ V} \times 0,215 \text{ A} = 56 \text{ watts}$ . Le tube ne résisterait pas.

En conséquence, le point de fonctionnement ne peut à aucun prix se trouver dans la zone interdite. La limite est la courbe 15 watts pour le tube considéré ici. Soit donc le point *F* des deux figures 133 et 134.

Nous constatons immédiatement que sur la figure 134, ce point *F* est bien près du coude inférieur de la caractéristique  $I_a/V_g$  250 volts.

Traçons, sur la figure 133, trois droites de charge intéressantes :

*a)* celle qui correspond à une impédance de 1340 ohms, double de la résistance interne du tube, et qui doit fournir la puissance modulée maximum  $R_u = 2 R_i$  (voir page 187) ;

*b)* celle qui correspond à une impédance de 2500 ohms, impédance qui permet d'utiliser le maximum de puissance du tube sans atteindre 5 % d'harmoniques II ;

*c)* celle qui correspond à une impédance quelconque inférieure à 1340 ohms ; soit par exemple 750 ohms.

Reportons point par point ces trois droites de charge sur la figure 134, où elles portent le nom de caractéristiques dynamiques ou caractéristiques de travail. (Rappelons en passant que la caractéristique dynamique schématise la pente dynamique du tube.)

Examinons successivement ces trois caractéristiques de travail.

*a)* En premier lieu celle de 1340 ohms. Elle est rectiligne dans presque toute son étendue et le point *F* se trouve bien près de son milieu. La position du point *F* est donc particulièrement bien choisie. On constate en effet que la polarisation au repos est de — 45 volts et que le courant plaque s'annule à — 90 volts, soit exactement pour l'alternance négative d'un signal de 45 volts pointe appliqué à la grille. C'est donc bien le maximum de puissance modulée que l'on puisse tirer du tube.

*b)* Examinons, maintenant, sur la figure 134, la caractéristique dynamique relative à une impédance de 2500 ohms.

Elle est moins inclinée. La pente est moins forte, donc le tube est moins sensible.

Elle est plus rectiligne que celle de 1340 ohms. Il y aura donc moins de distorsion.

Remarquons aussi qu'en appliquant à la grille le signal maximum de 45 volts pointe, le courant plaque ne s'annule jamais ; pour — 90 volts grille, on lit sur les deux figures que  $I_a = 10 \text{ mA}$ .

c) Examinons finalement la caractéristique dynamique relative à l'impédance de 750 ohms.

Elle est la plus inclinée des trois. La sensibilité est donc augmentée.

Par contre, la courbure de la partie inférieure est bien plus accentuée, d'où, plus grande distorsion.

De plus, le courant plaque s'annule pour un signal de 35 volts pointe. Il est donc impossible de charger à fond la grille sans couper une partie (10 volts) de l'alternance négative et provoquer ainsi une distorsion importante.

Toutes ces considérations nous font mieux comprendre le choix du point *F* et de l'impédance de charge. L'impédance de 1340 ohms donnera le maximum de puissance ; celle de 2500 ohms, ou environ, sera l'impédance de charge optimum, un compromis entre puissance et distorsion.

Il sera intéressant, pour le lecteur, de revoir les différents tableaux de la puissance et de la distorsion des pages 186 à 194.

Nous pouvons, maintenant, représenter graphiquement la distorsion de façon à en avoir une idée intuitive approximative.

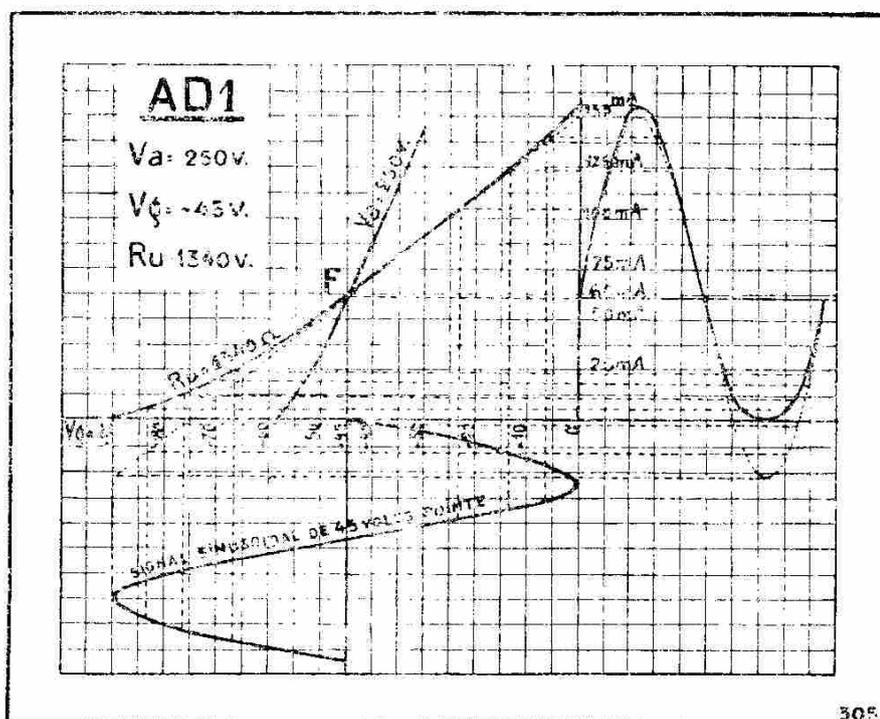


Fig. 135.

La figure 135 est extraite de la figure 134, page 233, et se rapporte à la même triode AD1.

Nous y avons tracé la caractéristique de travail pour une tension anodique ( $V_a$ ) de 250 volts, une tension grille ( $V_g$ ) au repos de

— 45 volts et une impédance de charge de 1340 ohms, destinée à tirer le maximum de puissance modulée.

Nous pouvons calculer la pente dynamique par la formule

$$S' = \frac{S}{1 + R_u/R_i} \quad (\text{formule (32), page 170.})$$

La pente statique au point de fonctionnement ( $F$ ) est de 6 mA/V,  $R_i = 670$  ohms.  $R_u = 1340$  ohms. Donc

$$S' \text{ (pente dynam.)} = \frac{6 \text{ mA/V}}{1 + (1340 : 670)} = \frac{6 \text{ mA/V}}{3} = 2 \text{ mA/V.}$$

Par le point  $F$ , faisons passer une droite dont l'inclinaison soit de 2 mA/V. Nous constatons que la caractéristique dynamique ne s'écarte que très peu de l'oblique 2 mA/V, qui serait la caractéristique dynamique idéale.

C'est, on le devine, la non-coïncidence de ces deux lignes, qui est la cause de la distorsion.

Appliquons à la grille un signal parfaitement sinusoïdal de 45 volts pointe. Comment le représenterons-nous graphiquement ? Par une sinusoïde qui débute au point — 45 volts, passe par 0 volt grille, et revient à — 45 (c'est l'alternance positive), puis passe par — 90 volts grille et revient à — 45 volts (c'est l'alternance négative).

Par chacun des points de cette sinusoïde, menons une verticale jusqu'à sa rencontre avec la caractéristique dynamique idéale, puis par chacun des points d'intersection, menons une horizontale.

A l'aide de ces horizontales, nous pouvons développer une courbe qui représente les variations idéales du courant plaque. Cette courbe tracée en trait ponctué, prend l'allure d'une sinusoïde dont l'axe est au-dessus de zéro ; ici, 60 mA. Il ne s'agit donc pas d'un courant alternatif sinusoïdal, mais d'un courant ondulé dont la variation est sinusoïdale.

Mais, si nous remplaçons cette caractéristique dynamique idéale par la caractéristique de travail réelle, et que nous opérions exactement de la même façon, nous obtiendrons une autre courbe qui ne peut coïncider avec la sinusoïde idéale. Cette courbe réelle est en trait plein sur la figure 135.

Voilà donc la distorsion mise en évidence et, à peu de chose près, telle qu'on pourrait la voir sur l'écran d'un oscillographe à rayons cathodiques. La courbe obtenue ressemble fort à celle de la figure 108 II, page 204, qui schématise une fondamentale avec un pourcentage d'harmonique II en quadrature. L'importance de

l'harmonique pendant l'alternance négative est plus grande que celle de l'alternance positive.

Notons que, dans la figure 135, nous avons appliqué un signal maximum de 45 volts pointe, que l'on ne doit jamais atteindre en classe A, afin d'éviter la naissance du courant grille. Ce courant grille est aussi la cause d'une distorsion dont nous n'avons pas tenu compte. Nous avons aussi passé sous silence les effets de distorsion causés par les capacités internes du tube et les capacités et les inductances du montage. La courbe n'est donc pas réelle, mais approximative et suffisamment proche de la vérité.

### MONTAGE AVEC UN SEUL TUBE PENTHODE

Soit le tube EL5 dont les caractéristiques sont données page 196.

Si nous suivons le même plan d'étude pour la penthode que pour la triode, nous sommes amenés à reproduire en partie la figure 105 de la page 196 :  $I_a/V_a$  du tube EL5 (figure 136).

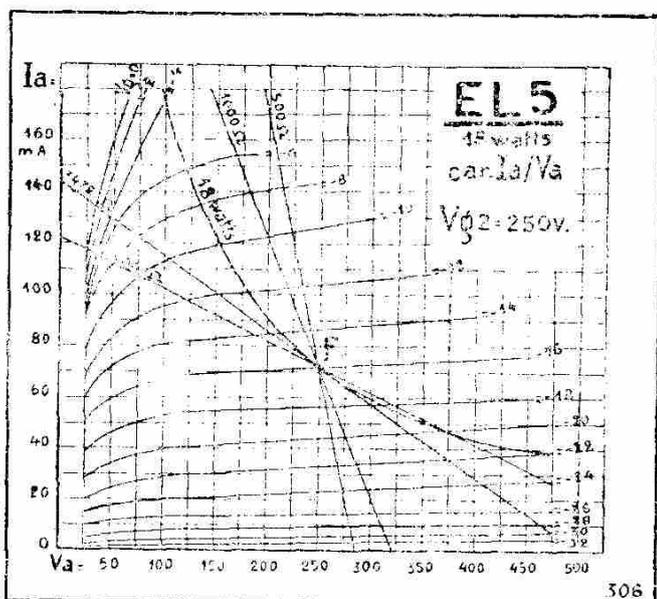


Fig. 136.

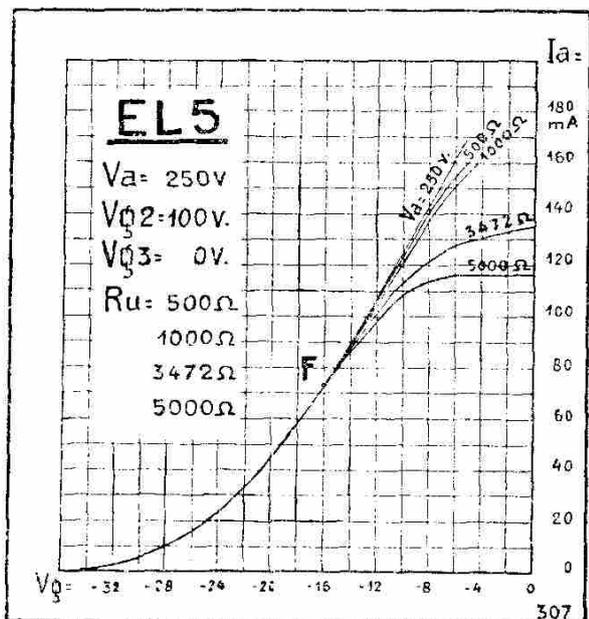


Fig. 137.

Nous y faisons figurer la courbe 18 watts qui délimite la zone interdite. Le point de fonctionnement ne peut être situé dans cette zone pour les mêmes raisons que celles qui ont été données au sujet de la triode, page 233. Nous le choisissons donc, comme le constructeur, à l'intersection (fig. 136) de la verticale 250 volts et de la courbe 18 watts. A cet endroit se croisent également l'horizontale  $I_a = 72\text{ mA}$  et la courbe  $V_g = -16\text{ volts}$ .

Nous traçons, sur la même figure 136, quatre droites de charge pour des impédances de 500, 1000, 3472 et 5000 ohms, en nous

souvenant que l'impédance optimum se tire de la formule :  $R_u = V_a/I_a$  ; ici,  $250 \text{ V} : 0,072 \text{ A} = 3472 \text{ ohms}$ .

La figure 137 représente la caractéristique statique  $I_a/V_g$ . Nous disons *la*, et non *les*, caractéristique statique pour différentes tensions plaque, car les tubes tétrodes et les tubes penthodes sont des tubes à courant constant (voir page 170) et les différentes caractéristiques  $I_a/V_g$  coïncident presque exactement.

Nous constatons, comme pour la triode, que le point de fonctionnement préconisé par le constructeur, n'est pas du tout au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique statique.

Reproduisons (fig. 137), point par point, les quatre droites de charge de la figure 136. Elles deviennent les caractéristiques dynamiques ou caractéristiques de travail du tube pour les impédances de charge indiquées et une tension anodique de 250 volts.

Examinons, maintenant, ces différentes courbes. Notre attention est attirée par les constatations suivantes :

1. Pour des tensions négatives de grille supérieures (en valeur absolue) à celle du point de fonctionnement au repos, les caractéristiques de travail coïncident presque parfaitement avec la caractéristique statique.

2. Dans la région voisine du point *F*, leur pente est sensiblement la même que celle de la pente statique. Vérifions par le calcul et appliquons la formule (32)

$$S' = \frac{S}{1 + (R_u : R_i)}$$

dans laquelle  $S = 8,5 \text{ mA/V}$  ;  $R_u = 500, 2000, 3472 \text{ ou } 5000 \text{ ohms}$  ;  $R_i = 33\,000 \text{ ohms}$ .

$$\begin{aligned} \text{Pour } R_u = 500 \text{ ohms, } S' &= \frac{8,5 \text{ mA/V}}{1 + (500 : 33\,000)} \\ &= 8,34 \text{ mA/V soit une diminution de } 1,9 \%. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Pour } R_u = 2000 \text{ ohms, } S' &= \frac{8,5 \text{ mA/V}}{1 + (2000 : 33\,000)} \\ &= 8,01 \text{ mA/V soit une diminution de } 5,76 \%. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Pour } R_u = 3472 \text{ ohms, } S' &= \frac{8,5 \text{ mA/V}}{1 + (3472 : 33\,000)} \\ &= 7,69 \text{ mA/V soit une diminution de } 9,52 \%. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Pour } R_u = 5000 \text{ ohms, } S' &= \frac{8,5 \text{ mA/V}}{1 + (5000 : 33\,000)} \\ &= 7,38 \text{ mA/V soit une diminution de } 13,17 \%. \end{aligned}$$

La pente, au point de fonctionnement, varie de moins de 10 %, même pour l'impédance de charge optimum, alors que pour la triode AD1, la pente passait de 6 mA/V (pente statique) à 2 mA/V (pente dynamique, soit une diminution de 66,66 %).

3. Pour des tensions de grille moins négatives, les caractéristiques de travail s'écartent considérablement de la caractéristique statique, et proportionnellement bien plus que pour la triode.

4. La caractéristique optimum, 3472 ohms, est celle dont la partie courbe supérieure semble une répétition, en sens inverse, de la partie courbe inférieure. Les parties courbes des caractéristiques de travail pour des impédances inférieures à 3472 ohms sont plus tendues, celles des impédances supérieures à 3472 ohms sont plus incurvées.

5. Alors que les caractéristiques dynamiques des triodes sont des courbes en forme d'arc, dont la concavité est toujours à gauche, les caractéristiques dynamiques des penthodes sont en forme d'« S ».

6. Le point  $F$  se trouve approximativement au milieu de la caractéristique optimum de 3472 ohms.

7. Si nous faisons passer par le point  $F$  une droite dont l'inclinaison soit précisément 7,69 mA/V, c'est-à-dire la pente dynamique correspondant à l'impédance optimum au point de fonctionnement, on se rend compte que la caractéristique de travail réelle s'écarte notablement de cette caractéristique idéale. On imagine aisément qu'en modulant la grille à fond, c'est-à-dire par un signal de 16 volts pointe, la distorsion sera bien plus importante qu'avec un tube triode. Il est donc compréhensible que dans l'emploi d'un tube penthode on ne veuille pas obtenir le maximum de puissance modulée, mais que l'on cherche un compromis entre une puissance modulée convenable et un taux de distorsion acceptable.

Nous pouvons, comme pour la triode, représenter schématiquement les variations du courant anodique pour un signal sinusoïdal de 10 volts pointe. Dans le but de rendre la distorsion plus évidente (fig. 138), nous avons choisi un signal de 10 volts, bien qu'il soit trop fort pour le tube EL5.

Nous avons tracé la caractéristique dynamique relative à l'impédance optimum de 3472 ohms et la caractéristique dynamique idéale dont la pente est de 7,69 mA/V ; au bas de la figure, un signal sinusoïdal de 10 volts pointe ; à droite, en trait plein, les variations réelles du courant anodique ; en ponctué les variations idéales sans distorsion.

Dans le cas de la triode, nous avons aisément reconnu la présence d'harmoniques pairs en quadrature.

Dans le cas de la penthode, figure 138, on ne retrouve rien des distorsions types représentées aux figures 1, 2, 3, 4, 5 et 6 de la page 204.

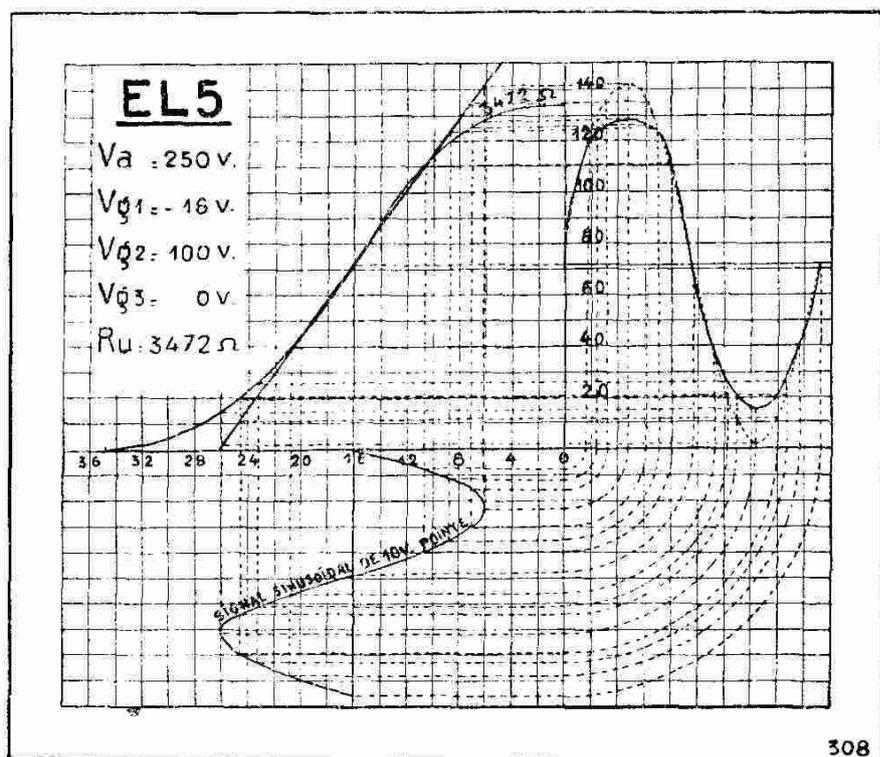


Fig. 138.

Les deux alternances de la courbe des variations réelles sont à peu près symétriques, ce qui fait penser qu'il y a des harmoniques impairs, mais on ne reconnaît aucune des trois figures 4, 5, 6.

Puisqu'elle n'est pas parfaitement symétrique, c'est qu'il y a des harmoniques pairs.

#### MONTAGE AVEC DEUX OU PLUSIEURS TUBES EN PARALLÈLE

Il n'y a rien à ajouter à ce qui a été dit de ce montage, page 200.

#### MONTAGE PUSH-PULL A DEUX TRIODES

Chacun des deux tubes est évidemment monté en classe A.

Ils recevront deux signaux identiques, mais décalés de  $180^\circ$ .

Nous représenterons donc sur la figure 139 la caractéristique dynamique du tube triode AD1, pour l'impédance de charge

donnant la puissance modulée maximum avec point de fonctionnement au repos situé suivant les conditions requises pour travailler en classe A. La figure 139 est déduite de la figure 135.

La tension sinusoïdale appliquée à la grille du tube I est représentée en trait plein, celle qui est destinée à la grille du tube II est décalée de  $180^\circ$  et est dessinée en trait ponctué.

Les variations des deux courants anodiques sont figurées à droite, en trait plein pour le tube I, en ponctué pour le tube II.

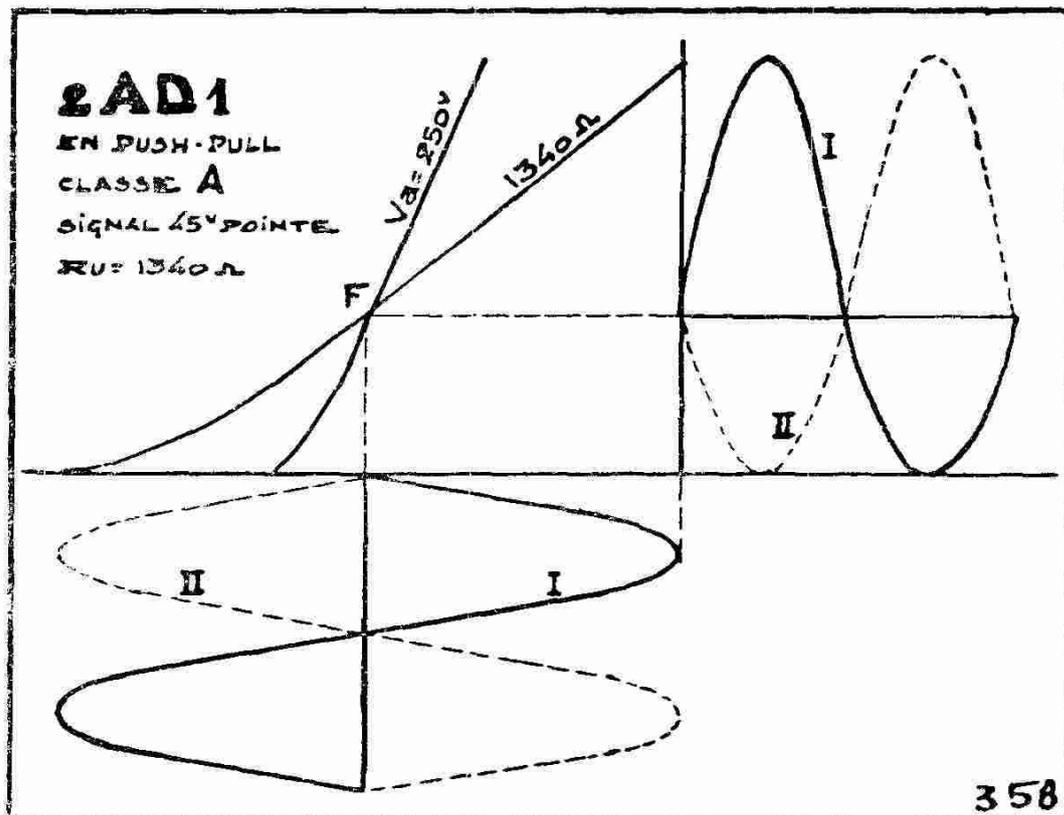


Fig. 139.

Le rôle du transformateur de sortie sera d'opérer la soustraction de ces deux courants. Si les composantes alternatives comportent des harmoniques II, nous savons que ceux-ci n'apparaîtront pas.

Or, les triodes donnent de la distorsion par harmoniques pairs. Ces harmoniques auront donc tendance à disparaître. Il ne subsistera qu'un faible pourcentage d'harmonique II résultant de ce que l'amplitude des harmoniques produits par l'alternance positive n'est pas égale à l'amplitude des harmoniques produits par l'alternance négative. La cause de ce phénomène réside dans le fait que la branche supérieure de la caractéristique dynamique s'écarte moins de la caractéristique idéale que la branche inférieure (voir figure 134).

Il existe un moyen très simple et parfaitement correct de schématiser la différence des deux courants anodiques, donc la seule variation d'intensité qui aura un effet d'induction dans les enroulements du transformateur de sortie.

Ce moyen se base sur le tracé de la caractéristique dynamique composée.

QU'EST-CE QUE LA CARACTÉRISTIQUE DYNAMIQUE COMPOSÉE ?

C'est la somme algébrique des caractéristiques dynamiques des deux tubes push-pull travaillant avec un décalage de  $180^\circ$ .

Traçons cette caractéristique dynamique composée (fig. 140).

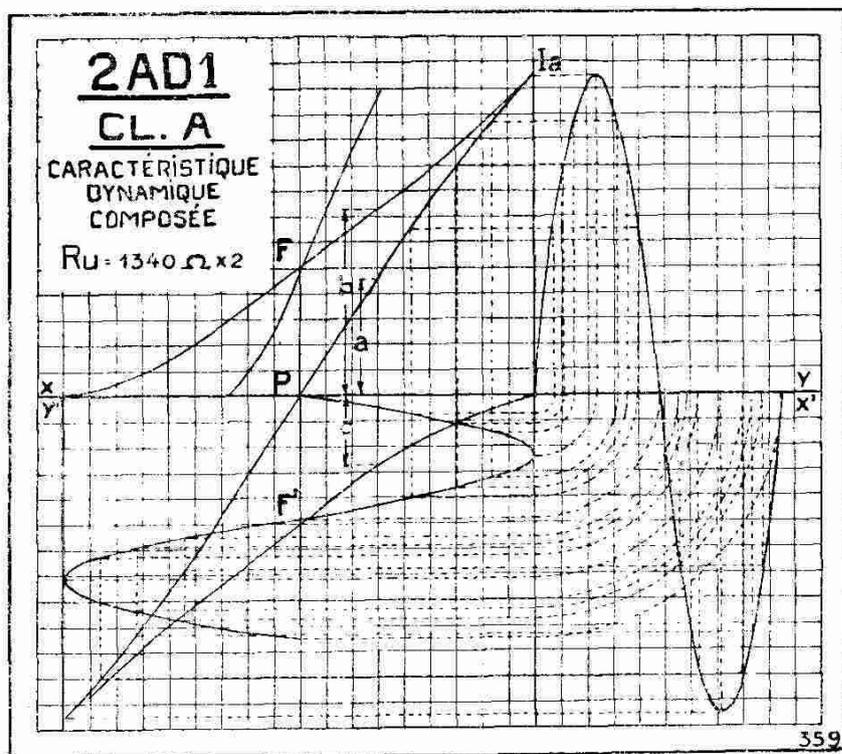


Fig. 140.

Représentons tout d'abord à titre comparatif la caractéristique statique du tube AD1, puis la caractéristique dynamique du même tube AD1 pour une impédance de charge de 1340 ohms, et traçons l'ordonnée du point de fonctionnement  $F$ . Le pied de la perpendiculaire est  $p$ . Faisons ensuite pivoter cette figure de  $180^\circ$  autour du point  $p$  jusqu'à ce que l'axe  $XY$  prenne la position  $X'Y'$ . L'axe des intensités  $I_a$  viendra en  $I_a'$  ;  $F$  viendra en  $F'$ ,  $Fp$  et  $F'p$  sont en ligne droite.

La caractéristique dynamique supérieure est celle du tube I ; la caractéristique dynamique inférieure est celle du tube II.

Si nous représentons par une sinusoïde un signal modulant à fond la grille des deux tubes, il est certain que la demi-période à droite de la ligne FF' se comporte comme une alternance positive pour le tube I et comme une alternance négative pour le tube II. La partie à gauche de FF' est l'alternance négative pour le tube I, positive pour le tube II. Cette sinusoïde équivaut donc bien à deux sinusoïdes qui seraient décalées de  $180^\circ$ . Puisque nous avons remplacé les deux sinusoïdes par une seule, cherchons donc à substituer une seule caractéristique dynamique aux deux caractéristiques dynamiques déjà tracées.

Pour cela, faisons la somme algébrique de toutes les ordonnées des deux caractéristiques de travail. Exemple :  $a = b - c$ .

La ligne qui joint tous les points trouvés est la caractéristique dynamique composée des deux tubes AD1, montés en push-pull, classe A, avec une impédance de charge de 1340 ohms par tube, soit 2680 ohms de plaque à plaque.

Cette ligne est bien près d'être une droite.

Passons au tracé des variations du courant anodique.

Par chacun des points de la sinusoïde représentant le potentiel variable appliqué aux grilles, faisons passer une verticale jusqu'à sa rencontre avec la caractéristique composée. Par chacun des points d'intersection, menons une horizontale. Le faisceau de ces horizontales nous permettra de développer une courbe représentant les variations du courant anodique.

Mais il s'agira ici de la composante alternative résultante seule, car les deux courants continus s'élimineront automatiquement de la partie à droite de la figure puisqu'ils sont représentés l'un au-dessus de l'axe XY, l'autre au-dessous.

Les harmoniques pairs, puisqu'ils sont en phase, s'élimineront de même ; les harmoniques impairs resteront apparents.

#### QUELQUES RÉFLEXIONS QUE POURRAIT SE FAIRE LE LECTEUR :

Il s'agit du tube AD1. Nous savons que l'impédance de charge pour un rendement maximum est de 1340 ohms, mais que le constructeur préconise 2300 ohms et que l'auteur de ce livre a recommandé 2500 ohms. Tout cela a été exposé en long et en large de la page 183 à la page 199. Pourquoi alors faire tous les tracés relatifs à la classe A avec une impédance de 1340 ohms et non 2300 ou 2500 ohms ?

La réponse est très simple.

a) Au sujet du montage d'une seule triode en classe A, nous avons utilisé 1340 ohms, pour rendre graphiquement la distorsion plus évidente.

b) Si l'on monte un amplificateur push-pull, c'est pour obtenir plus de puissance modulée et plus de fidélité.

Pour obtenir plus de puissance, nous devons évidemment utiliser l'impédance de 1340 ohms. Elle nous donnera plus de distorsion que les deux autres. Mais, comme la distorsion est causée par les harmoniques pairs et que ceux-ci sont éliminés par le montage push-pull, il est sans importance que leur pourcentage soit élevé dans la composante alternative du courant anodique de chacun des deux tubes pris séparément.

Il est donc logique que l'impédance du primaire soit de 1340 ohms dans chacune des deux branches, soit 2680 ohms de plaque à plaque.

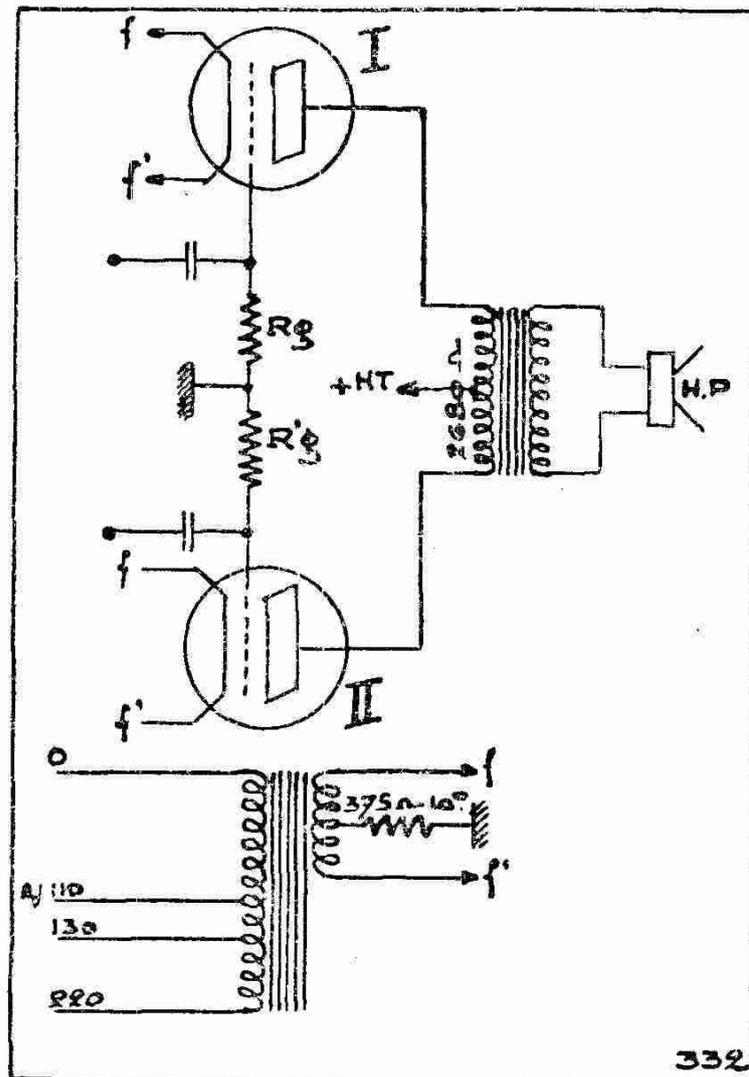


Fig. 141.

## RÉALISATION PRATIQUE (fig. 141)

Le tube AD1 est un tube à chauffage direct. Il est donc nécessaire de prévoir, sur le transformateur d'alimentation, un enroulement spécial prévu pour 4 volts, 1 ampère.

La polarisation automatique s'obtient par une résistance insérée entre la prise médiane de l'enroulement de chauffage et le châssis (voir tome I, page 97). Cette résistance est parcourue par le courant anodique moyen des deux tubes, soit  $60 \text{ mA} \times 2 = 120 \text{ mA}$ . La polarisation négative de grille étant, au repos, de 45 volts, cette résistance aura une valeur de  $45 \text{ V} : 0,120 \text{ A} = 375 \text{ ohms}$ . Elle devra être capable de dissiper une puissance de  $45 \text{ V} \times 0,120 \text{ A} = 5,4 \text{ watts}$ . Il sera donc prudent d'utiliser une résistance de 375 ohms, 10 watts. Nous savons qu'il n'y a aucune raison de shunter cette résistance par un condensateur.

Les résistances de grille seront au maximum de 500 000 ohms.

Le transformateur de sortie aura une impédance de sortie de 2680 ohms de plaque à plaque.

Pour moduler à fond les tubes AD1, il faut prévoir un amplificateur de tension et déphaseur capable de fournir un signal de 45 volts pointe.

Dans ces conditions, la puissance modulée sera de 7,676 watts modulés, soit le double de la valeur trouvée page 190.

La distorsion par harmoniques pairs sera éliminée. Ceci permet de pousser l'amplification plus loin qu'avec les montages à tube unique ou à tubes en parallèle, justification du sixième avantage des montages push-pull énoncé page 227.

Le haut-parleur ne pourra pas être d'un type ordinaire pour récepteur de radio. Les haut-parleurs généralement utilisés ne peuvent pas supporter plus de 4 watts modulés. Un haut-parleur de 8 watts est donc un minimum.

L'alimentation haute tension doit aussi être prévue pour débiter une intensité suffisante. Le courant moyen des deux AD1 est de 120 mA. Il faut aussi alimenter les autres tubes de l'amplificateur et du récepteur de radio. 150 mA seront donc nécessaires. Le transformateur d'alimentation, la ou les redresseuses, ainsi que la bobine de filtrage devront être calculés en conséquence.

### MONTAGE PUSH-PULL DE DEUX PENTHODES CLASSE A.

Sans aucune hésitation, nous pensons à représenter graphiquement la composante alternative résultant de la soustraction des

courants anodiques des deux tubes EL5 auxquels le lecteur est déjà familiarisé.

### *Choix de l'impédance de charge.*

Quelle impédance de charge choisirons-nous ? L'impédance de charge optimum pour un tube est de 3472 ohms (voir page 199). Nous savons aussi qu'une impédance inférieure favorise la distorsion par harmonique II et qu'une impédance supérieure favorise la distorsion par harmonique III. L'impédance pour deux tubes devra être doublée, soit  $3472 \text{ ohms} \times 2 = 6944 \text{ ohms}$  ; 7000 dit le constructeur en arrondissant le chiffre.

Une impédance inférieure diminuerait la puissance modulée, diminuerait la distorsion par harmonique III et augmenterait la distorsion par harmonique II. Cette dernière étant éliminée par le montage push-pull, il y a intérêt à réduire l'impédance au détriment du rendement et à l'avantage de la fidélité.

Une impédance supérieure augmenterait la puissance modulée et le pourcentage d'harmonique III, tout en diminuant le pourcentage d'harmonique II.

L'utilisation d'une telle impédance amènerait une sonorité désagréable et peut-être même insupportable.

### REPRÉSENTATION GRAPHIQUE DE L'AMPLIFICATION ET DE LA DISTORSION AU MOYEN DE LA CARACTÉRISTIQUE DYNAMIQUE COMPOSÉE

Nous établissons la figure 142 exactement par le même procédé que la figure 140, page 242. Dans le but de ne pas embrouiller inutilement l'épure, nous n'avons pas fait figurer toutes les lignes de rappel dessinées en détail dans la figure 140, page 242. Le tracé sur fond quadrillé permet d'ailleurs au lecteur de suivre aisément le graphique.

La caractéristique dynamique composée de la penthode ne se rapproche pas autant de la ligne droite que celle de la triode. Cependant, la partie rectiligne est bien plus étendue que dans la caractéristique dynamique correspondante d'un seul tube. Cela explique l'allure parfaitement sinusoïdale de la composante alternative qui traverse le primaire du transformateur de sortie.

On peut aussi constater qu'un signal de 0 à 5 volts pointe ferait travailler les deux tubes dans la partie absolument rectiligne de la caractéristique dynamique composée.

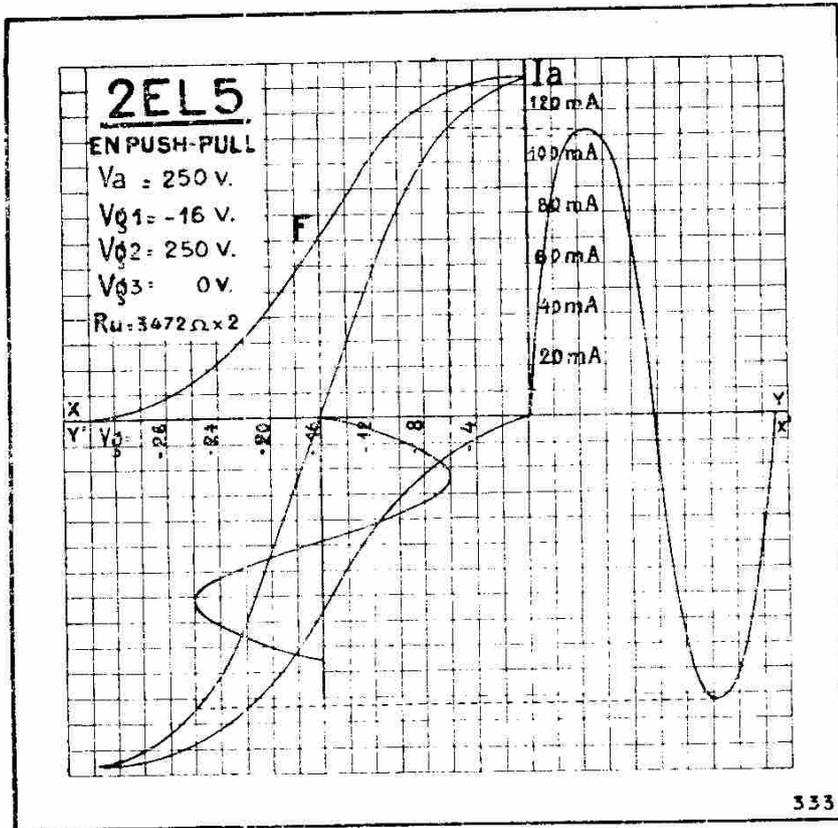


Fig. 142.

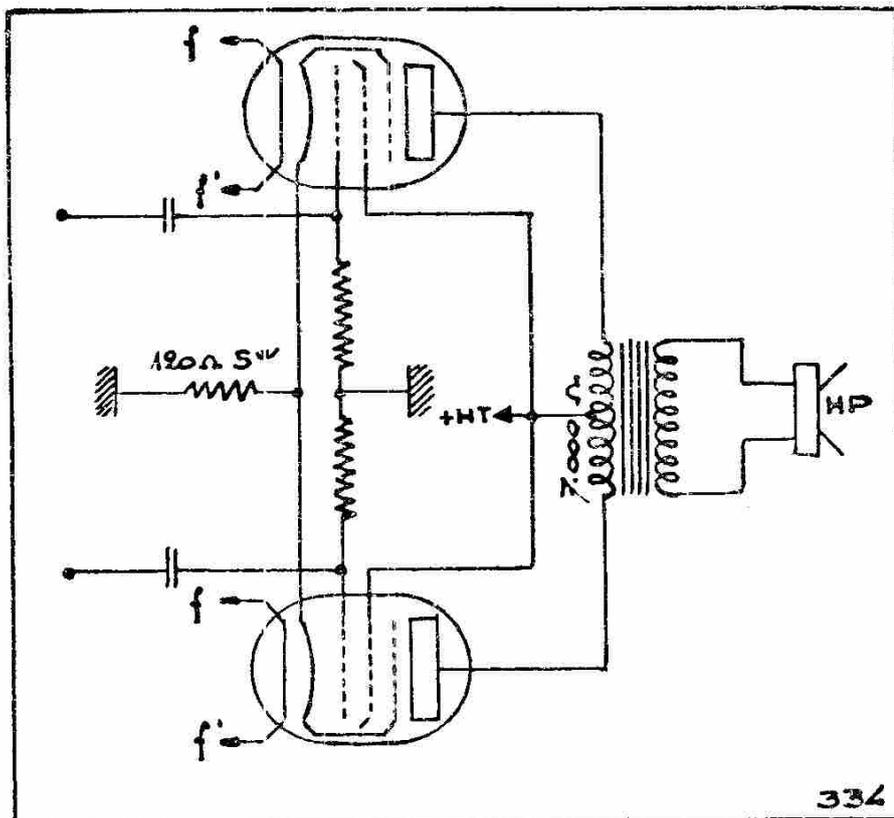


Fig. 143.

## RÉALISATION PRATIQUE

Contrairement à l'AD1, le tube EL5 est à chauffage indirect. En conséquence, la polarisation automatique s'obtiendra en insérant une résistance entre le châssis et les deux cathodes réunies.

Les deux grilles écran sont réunies au + HT.

Le courant anodique moyen des deux tubes est de  $72 \text{ mA} \times 2 = 144 \text{ mA}$ .

La polarisation négative des grilles, ou positive des cathodes est de 16 volts. La résistance de cathode aura donc une valeur de  $16 \text{ V} : 0,144 \text{ A} = 111 \text{ ohms}$ . Cette résistance devra pouvoir dissiper  $16 \text{ V} \times 0,144 \text{ A} = 2,304 \text{ watts}$ . En pratique, on choisira 120 ohms, 5 watts.

Le transformateur de sortie aura une impédance maximum de 7000 ohms de plaque à plaque.

La puissance modulée pour un signal de 8 volts pointe, qu'il n'est pas recommandable de dépasser, sera de  $6 \text{ watts} \times 2 = 12 \text{ watts}$ , suivant la formule indiquée page 197. En conséquence, le haut-parleur devra pouvoir supporter 15 watts modulés.

L'alimentation haute tension devra fournir 144 mA sous 250 volts, plus l'intensité nécessaire au reste du récepteur. Il faudra donc prévoir le transformateur d'alimentation, la ou les redresseuses et la bobine de filtrage pour 200 mA sous 250 volts, après filtrage.

Un seul enroulement de chauffage des filaments pourra suffire, mais, il devra débiter une intensité représentant la somme des intensités nécessaires aux filaments de tous les tubes et des lampes d'éclairage du cadran. Le tube EL5 demande 1,35 ampère, sous une tension de 6,3 volts.

L'amplificateur de tension et le déphaseur doivent pouvoir fournir un signal de 8 volts pointe.

## CLASSE B 1

Les tubes électroniques ne sont utilisés en classe B que dans les amplificateurs de grande puissance ou dans des cas spéciaux où l'on doit obtenir un maximum de puissance avec un minimum de consommation de courant anodique (postes batteries et postes auto).

Dans le premier cas, on fera travailler les tubes en classe B1, donc sans courant de grille, ou en classe B2 avec courant de grille. Puisqu'il s'agit de grande puissance, on n'utilisera pas les tubes de puissance habituels aux récepteurs de radio, mais bien des tubes spéciaux.

Dans le second cas, on fera travailler les tubes en classe B2, avec courant de grille. Des tubes spéciaux seront encore nécessaires.

En conséquence, les tubes dont il a été question jusqu'à présent, ne conviennent pas à la classe B.

Les amplificateurs de grande puissance sortant du cadre du présent ouvrage, nous ne ferons l'étude de la classe B1 qu'à titre documentaire, et parce qu'elle pourra nous être utile à la compréhension de la classe A/B.

Nous avons dit, page 230, que dans le cas de l'emploi d'un tube en classe B, le point de fonctionnement au repos devait être choisi sur la caractéristique statique  $I_a/V_g$ , à l'endroit où le courant plaque s'annule, ou est près de s'annuler. Cela ressemble fort au montage d'une lampe en détectrice par la caractéristique plaque (voir tome I, page 83). Nous traiterons la question en supposant que le courant plaque s'annule.

Il est certain que, dans ces conditions d'emploi, une seule des deux alternances est amplifiée. Il en résulte une distorsion considérable. En conséquence, il sera absolument nécessaire de monter deux triodes ou deux pentodes en push-pull. Les montages à lampe unique ou à plusieurs lampes en parallèle sont à rejeter d'une façon absolue.

#### PUSH-PULL DE TRIODES CLASSE B1

L'impédance de charge pour les triodes, peut être égale à la résistance interne pour chaque tube ; donc,  $2R_i$  de plaque à plaque, alors qu'en classe A, elle était de  $4R_i$ .

Prenons un exemple bien précis avec les caractéristiques du tube AD1 déjà bien connu, mais en se souvenant que cet exemple est faux, puisqu'un tel tube ne s'emploie pas en classe B.

Figurons donc une série de courbes caractéristiques  $I_a/V_a$  et la courbe 15 watts (fig. 144).

Si nous appliquons une tension anodique de 250 volts à l'endroit où le courant s'annule, le point de fonctionnement sera en  $F$ , où la polarisation grille est de — 68 volts.

Toutes les droites de charge passeront donc par ce point. Si nous traçons différentes droites de charge : 500, 670, 1000, 1340, 2500 ohms, nous nous rendons compte que l'on peut appliquer à la grille un signal de 68 volts pointe et que seule l'alternance positive pro-

voquera un courant anodique. L'alternance négative correspond forcément à 0 mA.

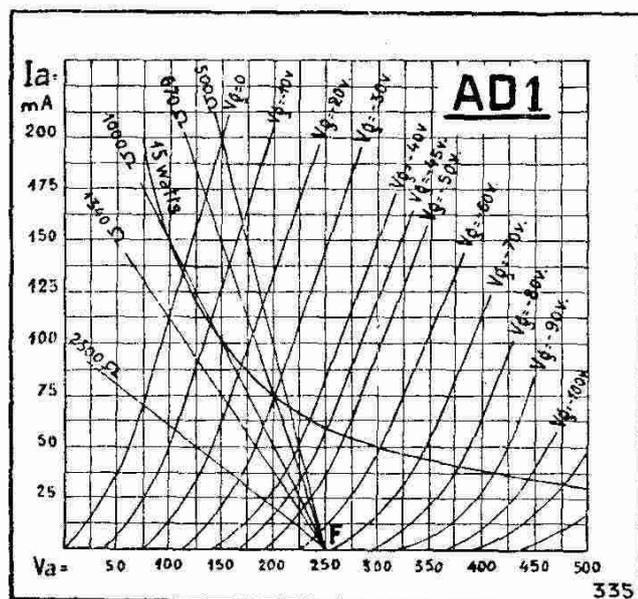


Fig. 144.

Analysons l'alternance positive.

Au départ de la demi-période, point  $F$ , pour chacune des droites de charge,  $I_a = 0$  et  $V_a = 250$  volts.

Au  $90^\circ$  degré du signal sinusoïdal appliqué à la grille, celle-ci passant par 0 volt, nous constatons que au fur et à mesure que l'impédance de charge augmente, l'intensité anodique diminue et que la tension augmente (il faut considérer ici, comme pour le calcul de la puissance modulée, la variation depuis les 250 volts appliqués à la plaque). Le produit de cette tension maximum qui augmente et de cette intensité qui diminue est à la base du calcul de la puissance modulée. Il représente d'ailleurs la puissance maximum. Or, la puissance moyenne d'un courant alternatif =

$$\frac{E \text{ max} \times I \text{ max}}{2} \quad (38)$$

Dans le cas présent, nous n'avons pas un courant alternatif, mais l'alternance positive seule d'un courant alternatif. La puissance moyenne serait donc  $\frac{E \text{ max} \times I \text{ max}}{4}$ . Mais le tube II fournira

l'autre alternance. La puissance modulée pour les deux tubes sera donc  $\frac{E_{\max} \times I_{\max}}{2}$ .

Cherchons donc au moyen de cette formule la puissance modulée de deux tubes AD1, s'ils étaient montés en push-pull classe B1. Les chiffres sont relevés sur le graphique de la figure 144 (page 250).

$$\text{Pour } 500 \text{ ohms, } W_o = \frac{100 \times 0,200}{2} = \frac{20,000}{2} = 10 W_o.$$

$$\text{Pour } 670 \text{ ohms, } W_o = \frac{115 \times 0,175}{2} = \frac{20,105}{2} = 10,052 \text{ watts.}$$

$$\text{Pour } 1000 \text{ ohms, } W_o = \frac{137 \times 0,135}{2} = \frac{18,495}{2} = 9,248 W_o.$$

$$\text{Pour } 1340 \text{ ohms, } W_o = \frac{150 \times 0,113}{2} = \frac{16,950}{2} = 8,474 W_o.$$

$$\text{Pour } 2500 \text{ ohms, } W_o = \frac{175 \times 0,070}{2} = \frac{12,250}{2} = 6,124 W_o.$$

Il semble donc bien que la puissance modulée passe par un maximum et que ce maximum a lieu quand l'impédance de charge égale la résistance interne du tube  $R_u = R_i$ . Le transformateur de sortie aura donc une impédance de  $2 R_i$  de plaque à plaque.

La puissance modulée qui, en classe A était, pour un tube de 3,838 watts (voir page 190) maximum passe en classe B1 à 10,052 watts pour deux tubes. De plus, la distorsion par harmoniques pairs s'annule. Mais, pour arriver à ce résultat, un signal d'entrée d'amplitude double s'impose. L'amplificateur de tension devra donc être calculé en conséquence.

A titre curiosité, schématisons par le procédé de la caractéristique dynamique composée (fig. 145). Les points de fonctionnement coïncident et les deux caractéristiques dynamiques sont dans le prolongement l'une de l'autre.

Il est à remarquer qu'en classe B, au repos, donc quand il n'y a pas de signal appliqué à la grille, le courant anodique est nul et le courant anodique moyen augmente avec l'amplitude du signal,

alors qu'en classe A, le courant moyen est constant. Il en résulte deux grosses complications de montage.

1. Quoique le courant moyen soit essentiellement variable, la tension anodique doit rester stable. Il faudra donc que la résistance interne du système redresseur soit aussi réduite que possible. Pour

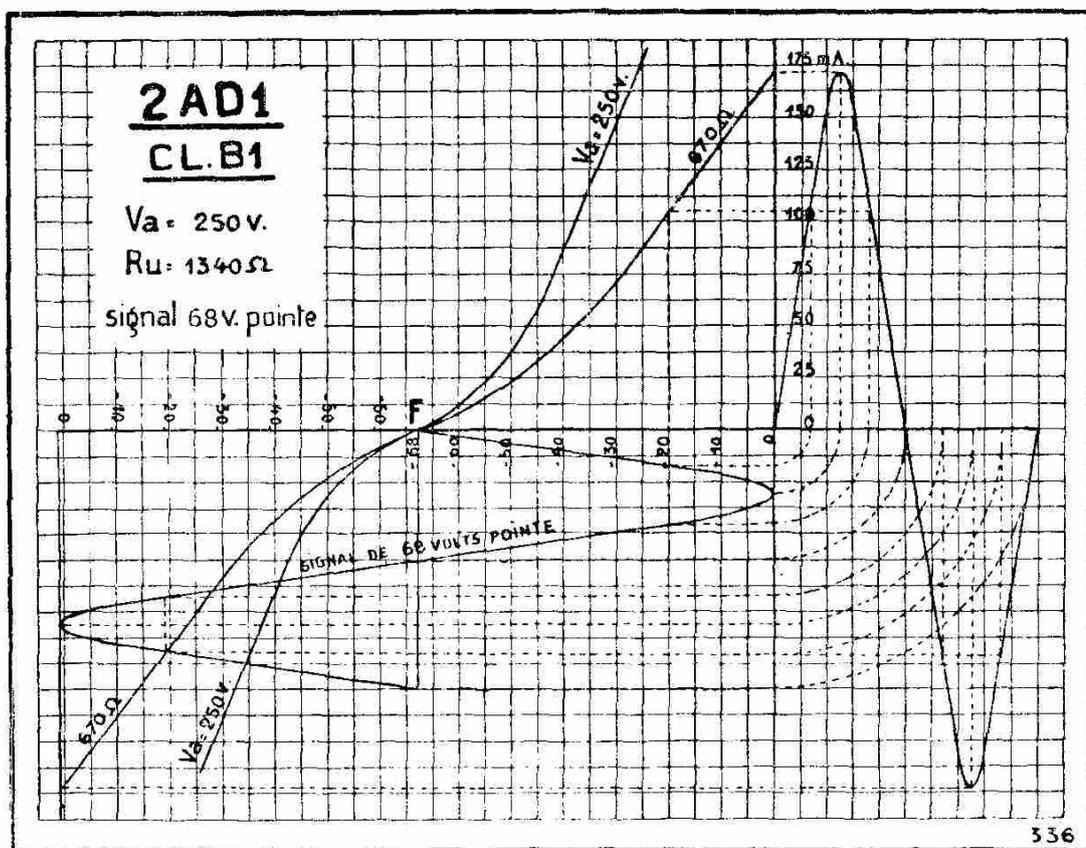


Fig. 145.

cela, les enroulements secondaires du transformateur d'alimentation seront à faible résistance ohmique et la redresseuse devra être, dans la plupart des cas, une redresseuse à vapeur de mercure.

2. Il se conçoit que la polarisation grille ne peut être ni automatique ni semi-automatique.

Il faut une polarisation fixe que l'on obtiendra, soit par piles, soit par un redresseur séparé (voir plus loin), au chapitre de l'alimentation).

#### PUISSANCE ENCORE ACCRUE

On pourra constater sur le graphique de la figure 144, p. 250, que la zone interdite n'est atteinte que pendant une bien petite portion du temps d'une période. En conséquence, il est possible

d'augmenter la tension plaque dans une certaine mesure et d'accroître par le fait même les possibilités de modulation et de puissance ou de diminuer la distorsion.

Nous laissons aux ouvrages spécialisés dans les amplificateurs de grande puissance, le soin de donner la réalisation pratique qui, comme nous l'avons dit, sort du cadre de ce cours.

### PUSH-PULL DE PENTHODES CLASSE B1

Nous ne détaillerons pas un push-pull de penthodes classe B1, puisque les tubes de puissance des récepteurs de radio ne sont pas utilisés en classe B1. Signalons seulement que l'impédance de charge doit être  $V_a/I_a$  max. pour chaque tube, donc  $2 V_a/I_a$  max. de plaque à plaque.

### CLASSE B2

En classe B2, on provoque délibérément le courant grille en fixant le potentiel grille au repos au même potentiel que celui de la cathode.

Il est de toute évidence que de telles conditions d'emploi ne conviennent absolument pas aux tubes de puissance ordinaires, tels que ceux que nous avons utilisés jusqu'à présent. En effet, si nous choisissons le point de fonctionnement au repos à 0 volt grille et une tension anodique de 250 volts, la puissance dissipée serait prohibitive.

Pour le tube AD1 (fig. 134), la courbe caractéristique  $I_a/V_g$  250 volts coupe la verticale 0 volt grille hors du cadre de la figure vers 300 mA. La puissance dissipée serait  $250 V \times 0,3 A = 75$  watts.

Pour le tube EL5, on trouverait  $250 V \times 0,220 A = 55$  watts.

De plus, ces tubes ne travailleraient pas en classe B, puisque le point de fonctionnement au repos doit être choisi à l'endroit où le courant plaque s'annule. Concluons que ces tubes ne conviennent pas à la classe B2.

Il existe des tubes spécialement construits pour la classe B2. Leur courant anodique est presque annulé pour une tension grille de 0 volt. Ce sont les tubes de construction américaine 53,79, 6A6, 6N7, 6Y7. Ce sont généralement des doubles triodes. Ces tubes contiennent dans une seule ampoule deux triodes ayant une cathode commune. Nous les avons déjà utilisés pour le déphasage par double triode, page 219. Ils peuvent aussi être utilisés comme deux triodes

dans un amplificateur de tension en cascade. On s'en sert également comme étage d'attaque d'un amplificateur classe B2. Nous reviendrons sur ce sujet à la fin de l'étude de la classe B2.

Voici les caractéristiques des tubes double triode 6N7 et 6A6. Le premier est un tube tout métal. Le second a une ampoule de verre. Les caractéristiques sont identiques.

Caractéristiques en amplificateur classe B2.

Tension de chauffage	6,3 volts	
Intensité de chauffage	0,8 ampère	
Tension anodique	300 volts	250 volts
Ia de pointe (par plaque)	125 mA max.	
Dissipation moyenne de plaque	10 watts max.	
Vg	0 volt	0 volt
Ia pour un signal nul	14 mA	17,5 mA
Ru de plaque à plaque	10 000 ohms	8000 ohms
Puissance modulée avec une puissance moyenne d'attaque de 350 milliwatts appliqués entre grilles	10 watts	8 watts.

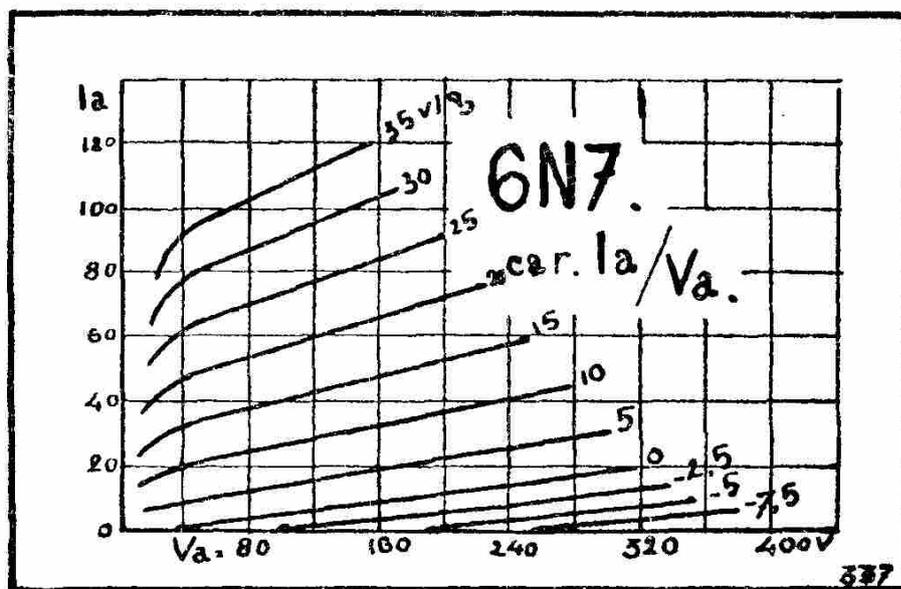


Fig. 146.

On trouve quelques nouveautés dans l'examen des caractéristiques ci-dessus et des courbes de la figure 146.

1. Contrairement à la classe B1, le point de fonctionnement au repos n'est pas choisi à l'endroit où le courant plaque s'annule, mais à 0 volt grille, où le courant plaque, quoique très réduit, n'est pas nul. Pour 250 volts plaque, le courant anodique est de 14 mA. La puissance dissipée au repos est donc de  $250 \text{ V} \times 0,014 \text{ A} = 3,5$  watts.

2. On se rend compte que cette puissance augmente avec le signal, car l'amplification des deux alternances n'est pas symétrique. Le tableau indique d'ailleurs : dissipation moyenne de plaque (en fonctionnement) 10 watts maximum par plaque.

3. Le point de fonctionnement au repos étant de 0 volt grille, il n'y a aucune résistance de polarisation à prévoir. La cathode est réunie au châssis de même que la prise médiane du secondaire du transformateur de liaison. C'est une simplification incontestable.

4. Puisqu'il y a courant de grille, la résistance de grille devra être aussi faible que possible, sinon le courant grille y provoquerait une chute de tension qui rendrait la grille négative entraînant un déplacement du point de fonctionnement.

Il y a deux moyens de faire la liaison avec l'amplificateur de tension.

1. La liaison par transformateur avec secondaire à faible résistance ohmique et dont le rapport est abaisseur de tension.

2. Si l'on utilise un des autres systèmes déphaseurs décrits au chapitre du déphasage, il faudra remplacer les résistances  $R_g$  et  $R'_g$  de chacun des tubes push-pull, ou de la double triode montée en push-pull, par deux bobines d'arrêt basse fréquence à faible résistance ohmique.

La première solution est la plus simple, la moins encombrante et la moins onéreuse, mais la perte de tension produite par le transformateur abaisseur de tension oblige à prévoir une amplification de tension en conséquence.

De plus, une certaine puissance doit être communiquée à la grille. Donc, il y a lieu d'utiliser comme étage d'attaque un tube de puissance appelé *tube d'attaque* ou *tube pilote*. Un même tube double triode 6N7 ou 6A6, monté en amplificateur de tension classe A convient parfaitement. Dans ce cas, les deux grilles seront réunies, de même que les deux plaques.

Voici les caractéristiques des tubes 6N7 et 6A6 montés avec les deux triodes en parallèle, en classe A (fig. 147) :

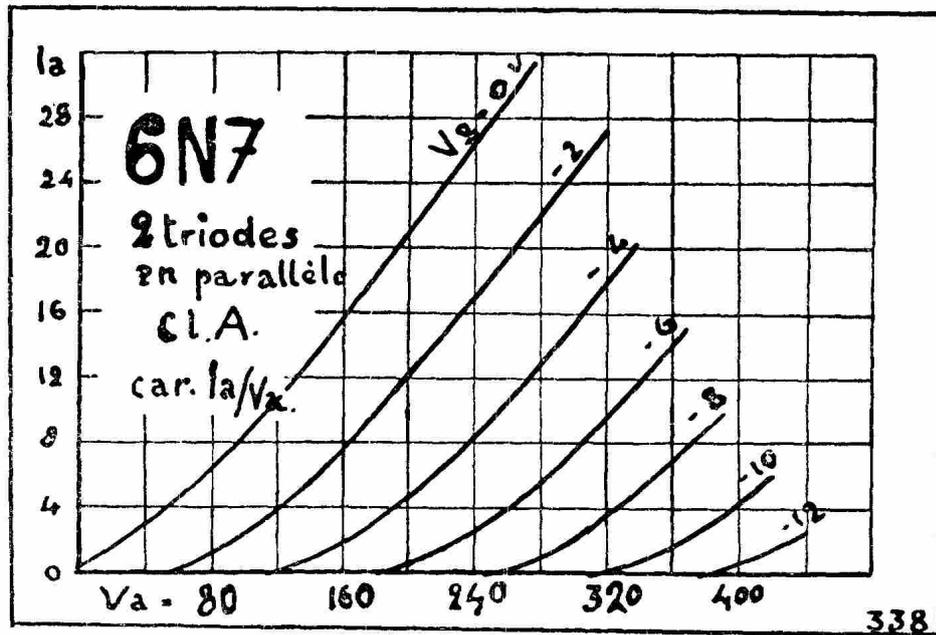


Fig. 147.

$V_a = 250$  volts       $K = 35$   
 $I_a = 6$  mA           $R_u = 11\,300$  ohms  
 $V_g = -5$  volts       $S = 3,1$  mA.

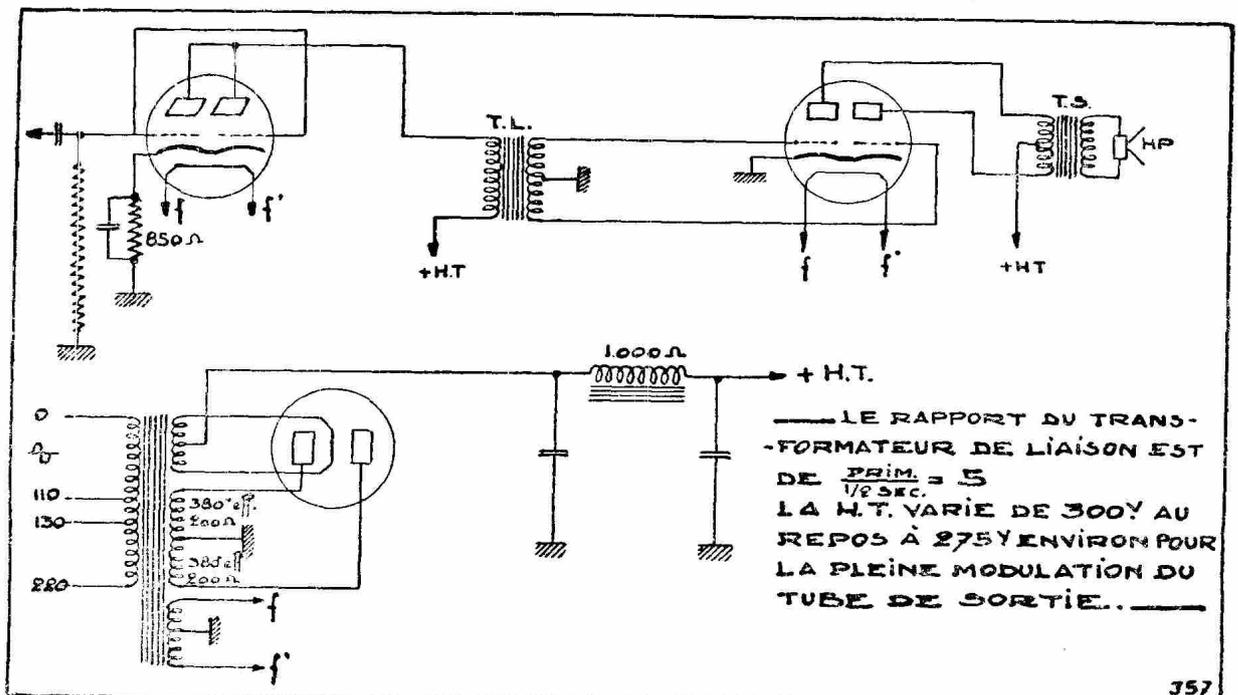


Fig. 148.

*Réalisation pratique* basée sur les considérations données ci-dessus. Le schéma de la figure 148 peut être employé comme amplificateur après la détectrice d'un récepteur pour courant alternatif ou comme amplificateur pick-up.

## CLASSE A/B

Le push-pull classe A présente pas mal d'avantages sur les montages à tube unique et les montages parallèle. Il a encore cependant le défaut du faible rendement.

Le push-pull classe B, lui, a un rendement de beaucoup supérieur, mais sa réalisation présente bien des difficultés. On ne peut utiliser les tubes ordinaires construits pour la classe A. En classe B2, il faut un transformateur de liaison spécial abaisseur de tension, donc il faut augmenter le gain de l'amplificateur de tension. L'alimentation réclame aussi un transformateur spécial à faible résistance interne ; parfois, il faut un tube redresseur à vapeur de mercure et toutes les complications que cela entraîne. En classe B1, la polarisation des grilles doit être fixe, d'où nécessité d'un redresseur spécial. De plus, l'examen de la figure 145, p. 252, fait prévoir que pour un faible signal, la distorsion doit être considérable.

Toutes ces considérations ont amené les constructeurs à chercher un compromis entre la classe A et la classe B.

Un push-pull classe A/B présente de nombreux avantages :

1. Le rendement est supérieur à celui de la classe A.
2. On peut utiliser la plupart des tubes de puissance classe A.
3. Contrairement à la classe B1, un signal faible sur les grilles donne une amplification sans distorsion.
4. Tous les systèmes déphaseurs sont admissibles.
5. La polarisation peut être automatique ou semi-automatique. La puissance modulée maximum est cependant plus grande avec la polarisation semi-automatique.
6. Une alimentation par tube à vide poussé lui convient, car la variation du courant moyen de plaque n'est guère aussi grande qu'en classe B. Le redresseur à vapeur de mercure n'est jamais nécessaire.
7. La tension anodique, comme en classe B, peut aussi être augmentée, et ceci permet d'obtenir encore plus de puissance modulée.

8. La distorsion est faible, quelle que soit l'amplitude du signal, car la caractéristique dynamique composée est presque rectiligne, comme on peut s'en rendre compte sur la figure 150, qui va être expliquée bientôt.

#### COMMENT SE COMPORTEMENT LES DEUX TUBES MONTÉS EN PUSH-PULL A/B ?

Supposons, ce qui est le cas le plus général et d'ailleurs le plus simple, que la polarisation soit automatique.

Pour un signal faible, les tubes travaillent comme en classe A. Si le signal augmente d'amplitude et atteint la courbe inférieure de la caractéristique, le courant moyen augmente, donc la polarisation augmente et le point de fonctionnement se déplace de façon telle que le tube travaille en classe B.

L'impédance de charge aura une valeur intermédiaire entre celles qui conviennent respectivement aux classes A et B. Cette valeur, ainsi que celle de la résistance de cathode sont généralement données par le constructeur.

#### PUSH-PULL DE PENTHODES CLASSE A/B

Voici les chiffres donnés par Philips au sujet de deux EL5 montés en amplificateur push-pull classe A/B.

$V_a = 250$  volts.

$V_{g2} = 275$  volts.

$R_k = 120$  ohms (commune aux deux tubes).

$I_a$  pour la modulation complète de 12,5 volts      65 mA  $\times$  2.

$I_a$  au repos      58 mA  $\times$  2.

$I_{g2}$  au repos      6,5 mA  $\times$  2.

$I_{g2}$  pour la modulation complète      19,5 mA  $\times$  2.

$R_u$  (d'anode à anode)      4000 ohms

$W_o$  modulés      19,5 watts

Distorsion totale      5,1 %

Suivant ces données, représentons graphiquement le travail de deux tubes EL5 en push-pull A/B par le procédé de la caractéris-

tique dynamique composée pour un signal faible, soit 5 volts pointe (fig. 150), charge de  $2000 \Omega$  par tube. La courbe à droite de la figure est une sinusoïde parfaite.

En faisant le calcul de la polarisation obtenue, au repos, avec une résistance de cathode commune de 120 ohms, on trouve  $(0,058 \text{ A} + 0,0065) \times 2 \times 120 \text{ ohms} = 15,48 \text{ V}$ .

L'examen des figures 149 et 150 donne d'ailleurs les mêmes résultats.

Le lecteur pourrait être étonné en raisonnant de la façon suivante :

En classe A, la polarisation grille est de 16 volts (voir page 196 et page 247) ; en classe B1, elle est de 30 à 32 volts. Donc, en classe A/B, on devrait choisir le point de fonctionnement entre  $-16$  et  $-30$  volts. Raisonnement parfaitement exact, si l'on ne tenait compte de ce que les caractéristiques des figures 149 et 150 ne correspondent pas à celles des figures 136 et 137 précédemment utilisées pour le tube EL5.

En effet, jusqu'à présent, nous avons pris  $V_a = 250$  volts et  $V_{g2} = 250$  volts ; tandis que les courbes caractéristiques des figures 149 et 151 sont basées sur  $V_a = 250$  volts et  $V_{g2} = 275$  volts. La conséquence est que la dissipation plaque de 18 watts est atteinte pour 250 volts et 72 mA, non pas à  $-16$  volts, mais à  $-14$  volts grille. Ceci peut se contrôler sur la figure 149. Le point de fonctionnement est donc bien situé entre  $-14$  volts (classe A) et  $-30$  volts (classe B) et la dissipation plaque n'est que de  $0,058 \text{ A} \times 250 \text{ V} = 14,5$  watts par tube.

Le lecteur peut penser que le déplacement du point de fonctionnement de la classe A à la classe B est bien petit.

Complétons le raisonnement en examinant la figure 150. Pour un signal de 0 à 5 volts pointe, les tubes travaillent dans la partie absolument rectiligne de la caractéristique dynamique composée. Il n'y a donc pas de distorsion et le courant anodique moyen ne varie pas. Le tube travaille en classe A.

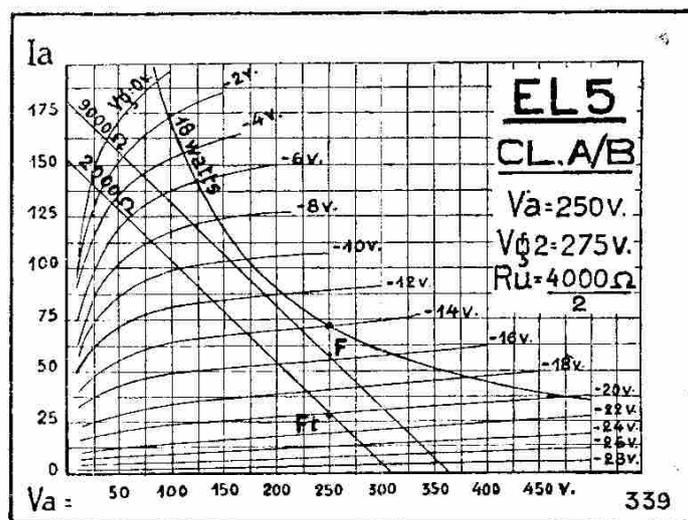


Fig. 149.

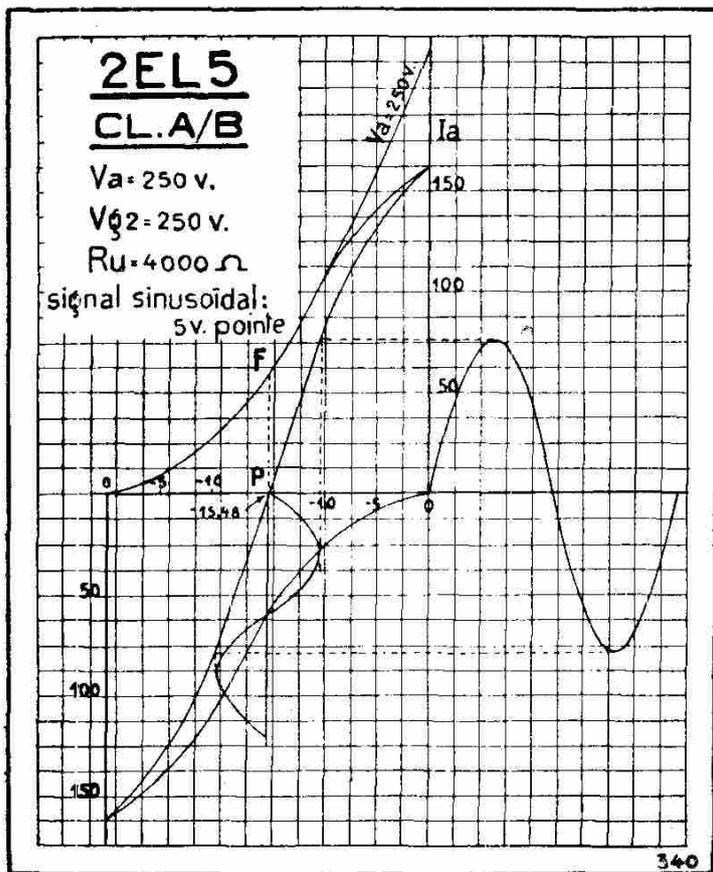


Fig. 150.

près du point de fonctionnement en classe B.

### REPRÉSENTATION GRAPHIQUE

Sur la figure 149, marquons le point  $Ft$  à l'intersection de la verticale 250 volts, et de la courbe  $V_g = -20,28$  volts. Remarquons bien que le point  $Ft$  n'est pas un point de fonctionnement au repos, mais que nous pouvons le considérer comme un *point de fonctionnement fictif*, pour faciliter notre raisonnement. En effet, nous lisons sur la figure 150, qu'avec  $-20,28$  volts à la grille, l'intensité anodique est de 30 mA par tube. Ces 30 mA par tube augmentés du courant des deux écrans n'auraient certes pas produit dans la résistance de cathode de 120 ohms la chute de tension de 20,28 volts. Cette polarisation est obtenue grâce au passage dans  $R_k$  du courant anodique moyen et du courant écran des deux tubes en travail avec un signal de 12,5 volts pointe.

Nous pouvons donc admettre que pendant que le signal de 12,5 volts est appliqué aux grilles, une polarisation de base de  $-20,28$  volts est appliquée à la grille.

Traçons donc sur la figure 149, page 259, par les points  $F$  et  $Ft$ , une droite de charge pour une impédance de 2000 ohms. Reportons

Mais si l'amplitude du signal augmente et passe progressivement au maximum admissible, 12,5 volts pointe, les caractéristiques données par le constructeur dans le tableau de la page 258 donne  $I_a = 65$  mA,  $I_{g2} = 19,5$  mA par tube, soit une intensité totale de  $(65 \text{ mA} + 19,5 \text{ mA}) \times 2 = 169$  mA. La chute de tension dans la résistance commune de cathode est de  $0,169 \text{ A} \times 120 \text{ ohms} = 20,28$  volts. Le point de fonctionnement (fictif)  $Ft$  ferait donc travailler le tube bien plus

cette droite de charge ainsi que celle qui passe par  $F$ , point par point sur la figure 151.

Faisons pivoter de  $180^\circ$  autour du point  $p$ , pied de la perpendiculaire passant par  $F$  et traçons la caractéristique dynamique composée identique à celle de la figure 150 et qui correspond à un signal de 0 à 5 volts pointe.

Recommençons la même opération de pivotement, mais cette fois autour du point  $pt$ , pied de la perpendiculaire passant par  $Ft$  et traçons la caractéristique dynamique composée qui correspond à un signal de 12,5 volts pointe.

Afin de ne pas compliquer la figure, nous n'avons pas dessiner le signe sinusoïdal de 5 volts pointe à appliquer aux grilles avec une polarisation de  $-15,48$  volts ni le signal de 12,5 volts pointe avec une polarisation de  $-20,28$  volts.

Le lecteur est assez initié maintenant pour imaginer le résultat ou, s'il désire s'exercer, pour tracer lui-même ces deux courbes.

*La réalisation pratique* n'offre aucune difficulté, il suffit d'appliquer les valeurs de  $Rk$  et de  $Ru$  indiquées ci-dessus et de prévoir un amplificateur de tension et déphaseur pouvant donner 12,5 pointe et un redresseur capable d'alimenter en HT les deux tubes push-pull et les autres.

#### PUSH-PULL DE TRIODES CLASSE A/B

Voici quelques chiffres donnés par le constructeur au sujet de l'utilisation de deux tubes AD1 en push-pull, classe A/B.

$V_a = 250$  volts.

$I_a$  sans signal  $= 60 \text{ mA} \times 2$ .

$I_a$  avec un signal de 30 volts pointe  $= 64 \text{ mA} \times 2$ .

$Rk$  commune  $= 375$  ohms.

$W_o$  pour la pleine modulation  $= 9,5$  watts modulés.

Distorsion  $= 1,5 \%$ .

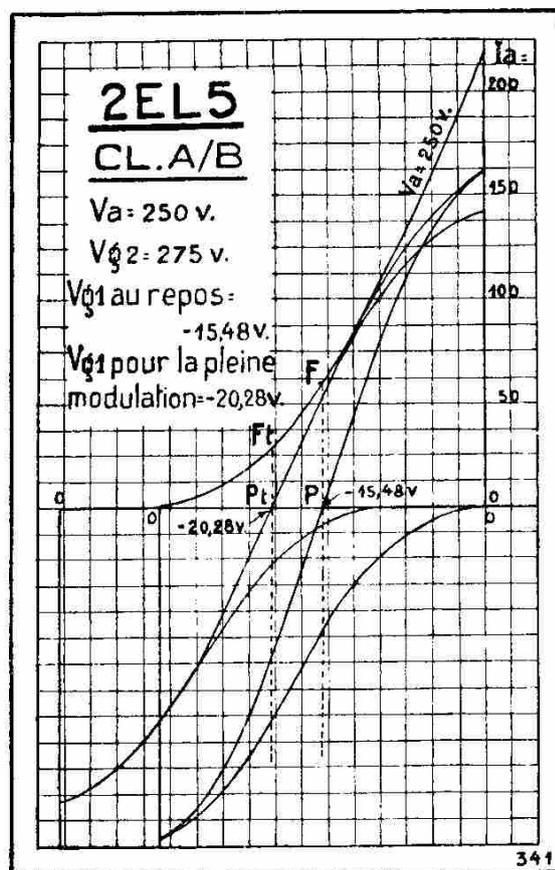


Fig. 151.

Nous ne détaillerons pas le push-pull de triodes, car il est peu utilisé.

Il présente des avantages et des inconvénients. La caractéristique dynamique composée est rectiligne dans presque toute son étendue et la distorsion est insignifiante ; mais le signal à appliquer à la grille doit avoir une bien plus grande amplitude que celle qui est nécessaire aux penthodes, si l'on veut obtenir la même puissance modulée.

## Conclusions

### Triodes ou penthodes ?

Les triodes reproduisent le signal avec une fidélité bien plus grande, grâce à la disparition de l'harmonique II par le montage push-pull.

Les penthodes sont plus sensibles, ont un meilleur rendement, mais sont moins fidèles à cause de la présence d'harmoniques impairs.

La tendance actuelle, dans les récepteurs de radio, est cependant en faveur des penthodes, même dans les montages classe A à tube unique, grâce à la possibilité de réduire le pourcentage d'harmoniques impairs par la *réaction négative en basse fréquence*, sujet du prochain chapitre

## CHAPITRE X

# CONTROLE ET CORRECTION DE LA TONALITÉ

Nous savons que les amplificateurs à BF introduisent certaines distorsions plus ou moins gênantes pour l'auditeur.

La première est la distorsion de fréquence.

Nous avons pu en effet nous rendre compte, au cours de l'étude des amplificateurs de tension et de puissance que les sons graves et aigus étaient plus ou moins sacrifiés ; autrement dit, la courbe de réponse de l'amplificateur n'est pas une droite, mais prend approximativement la forme représentée figure 152.

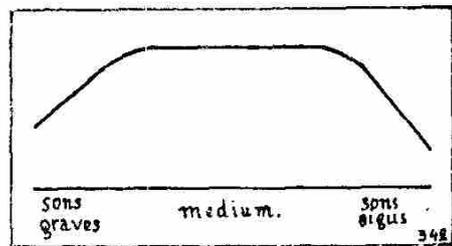


Fig. 152.

La deuxième de ces distorsions est causée par la production d'harmoniques de rangs pairs et d'harmoniques de rangs impairs.

Nous avons étudié le moyen d'éliminer les harmoniques pairs par les montages push-pull. Mais le push-pull, outre qu'il n'élimine ni la distorsion de fréquence, ni la distorsion par harmoniques impairs, est un système qui augmente considérablement le prix de revient d'un amplificateur.

Un récepteur de prix moyen, devra-t-il nécessairement déformer tout signal ? Non. Il existe plusieurs moyens de contrôler et de corriger la tonalité.

### L'antique « Tone-control »

Beaucoup de récepteurs actuellement sur le marché sont encore munis d'une commande de tonalité que l'on pourrait qualifier d'« antique ».

La figure 153 schématise le système habituellement employé. Un condensateur  $Ct$  et une résistance variable  $Rt$  en série, sont en parallèle avec l'impédance de charge. La résistance variable  $Rt$  a

évidemment pour rôle de rendre progressive l'action du condensateur  $Ct$ .

Supposons donc  $Rt$  au minimum ;  $Rt = 0$  ( curseur à gauche sur la figure ).

Le condensateur est donc en parallèle avec l'impédance de charge. Supposons que cette dernière soit de 4000 ohms à 1000 p/s et que la capacité du condensateur soit de 10 000  $\mu\mu\text{F}$ .

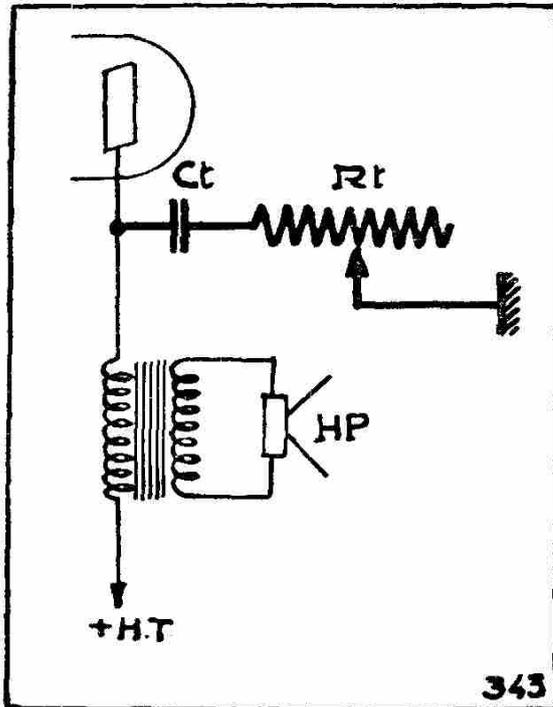


Fig. 153.

En nous souvenant que la capacité d'un condensateur  $= \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi F C}$  ou pour faire le calcul mentalement avec facilité, que la capacité d'un condensateur de 1  $\mu\text{F}$  à 100 p/s est de 1600 ohms, on se rend compte que la capacité du condensateur  $Ct$  est inversement proportionnelle à la fréquence.

Nous pouvons établir le tableau de la page 265 dans lequel nous indiquons la valeur de la capacité d'un condensateur de

10 000  $\mu\mu\text{F}$  pour différentes fréquences acoustiques et la valeur de l'impédance résultante de ce condensateur et du transformateur de sortie en parallèle.

Si nous plaçons en série avec le condensateur  $Ct$  une résistance de 50 000 ohms, l'impédance de  $Ct$  et  $Rt$  en série sera égale à la capacité de  $Ct + 50 000$  ohms. L'impédance résultante sera aussi augmentée suivant le tableau de la page 265.

L'exemple suivant montre comment le tableau a été préparé.

Fréquence : 25 p/s.

I. *Impédance du transformateur de sortie* : En faisant abstraction de la résistance ohmique du transformateur  $Z = 2\pi FL$  (11). L'impédance  $Z$  est proportionnelle à la fréquence. Or, nous avons choisi un haut-parleur avec transformateur de sortie dont l'impédance est de 4000 ohms à 1000 p/s.

$$\text{Donc, à 25 p/s, } Z = \frac{4000 \times 25}{1000} = 100 \text{ ohms.}$$

II. *Capacitance du condensateur :*

1  $\mu\text{F}$  à 100 p/s a une impédance de 1600 ohms (9), mais cette impédance est inversement proportionnelle à la fréquence et à la capacité,  $Z = \frac{1}{\omega C}$  (7)

Donc, 10 000  $\mu\mu\text{F}$  ou 0,1  $\mu\text{F}$  à 25 p/s auront une impédance de

$$\frac{1600 \text{ ohms} \times 100}{0,01 \times 25} = 640\,000 \text{ ohms.}$$

III. *Impédance résultante de I et II en parallèle :*

$$\frac{100 \times 640\,000}{100 + 640\,000} = 99,99 \text{ ohms.}$$

IV'. *Impédance de Ct et Rt en série :*

$$Z = 640\,000 + 50\,000 = 690\,000 \text{ ohms.}$$

III'. *Impédance résultante de I et II' en parallèle :*

$$\frac{100 \times 690\,000}{100 + 690\,000} = 99,98 \text{ ohms.}$$

Les mêmes calculs ont été faits pour les diverses fréquences indiquées dans la première colonne.

Fréquences	I Impédance du trans- formateur	II Capacitance du con- densateur	III Résultante de I et II	II' Impédance de Ct et Rt	III' Résultante de I et II'
25 p/s	100 ohms	640.000	99,99	690.000	99,98
50	200	320.000	199,87	370.000	199,89
100	400	160.000	399	250.000	399,36
200	800	80.000	792,07	130.000	795,1
300	1.200	53.333	1.173,6	103.333	1.186,22
400	1.600	40.000	1.538,46	90.000	1.572,05
500	2.000	32.000	1.882,35	82.000	1.952,38
1.000	4.000	16.000	3.200	66.000	3.777,42
1.500	6.000	10.666	3.839,79	60.666	5.460
2.000	8.000	8.000	4.000	58.000	7.030,3
3.000	12.000	5.333	3.692,37	53.333	9.861,37
4.000	16.000	4.000	3.200	54.000	12.342,85
5.000	20.000	3.200	2.758,62	53.200	14.535,51
10.000	40.000	1.600	1.538,46	51.600	22.532,75
100.000	400.000	160	159,93	50.160	44.578,81

La figure 154 représente par cinq courbes les chiffres du tableau ci-dessus.

Si la résistance  $RT$  est variable, il est de toute évidence que l'impédance résultante totale variera entre les limites données par les courbes III et III'.

On voit que ce système a pour effet de diminuer l'impédance de charge uniquement pour les fréquences élevées, c'est-à-dire, les sons aigus.

L'action de la résistance variable  $RT$  a donc pour effet d'atténuer l'amplitude des sons aigus et en même temps les harmoniques qui

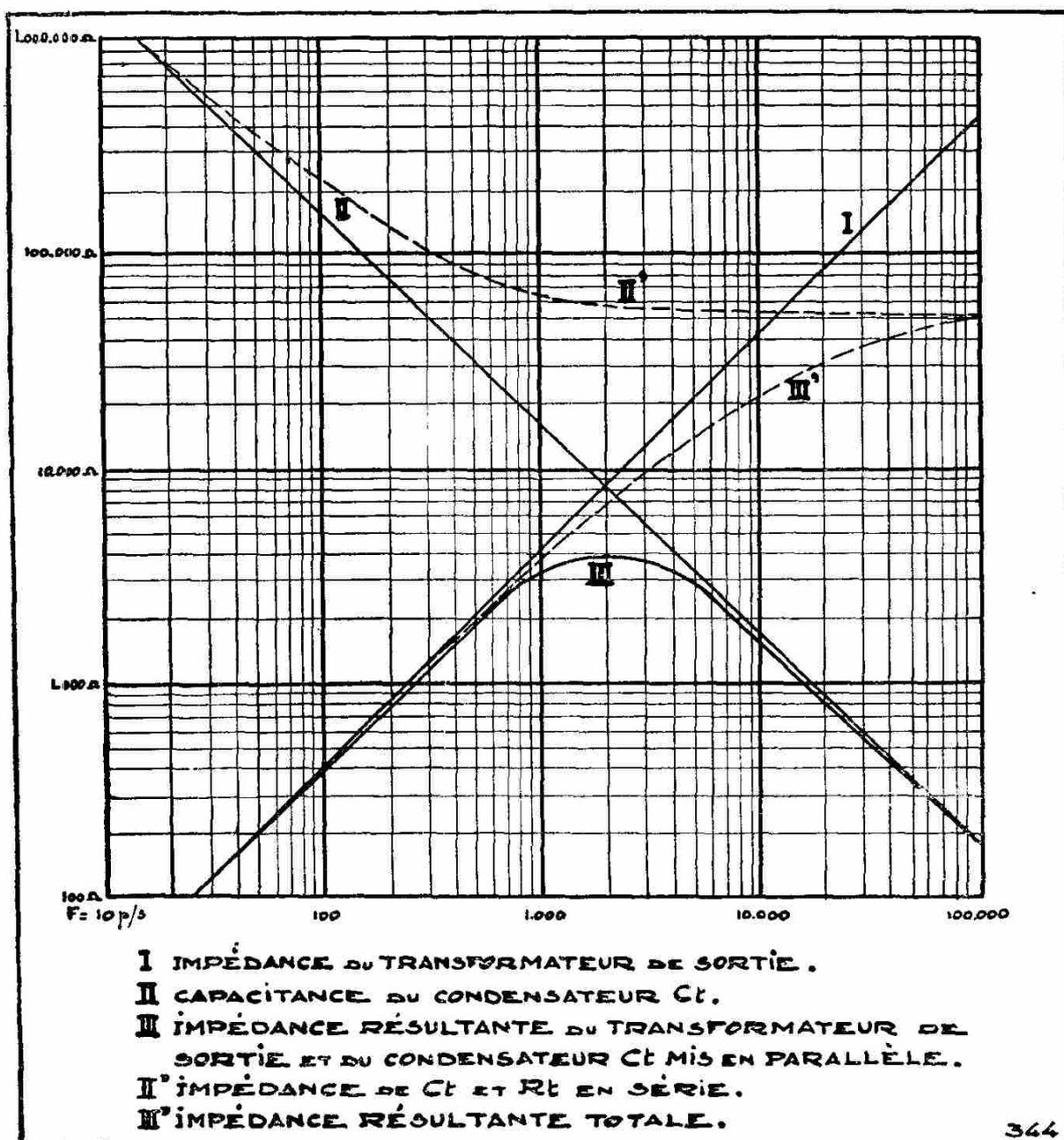


Fig. 154.

concourent à produire le timbre des sons. Il y a donc une distorsion supplémentaire par ablation des sons aigus et des harmoniques.

Le seul avantage du système est que le souffle, fréquent sur les anciens changeurs de fréquence, est atténué et que les bruits parasites, qu'ils soient industriels ou atmosphériques, sont moins sonores, car leur fréquence est généralement très élevée. Du point de vue commercial, ce montage avait un grand succès, car les démarcheurs peu scrupuleux pouvaient convaincre les acheteurs éventuels de ce que le récepteur présenté était pourvu d'un système « antiparasite ».

Ce système doit disparaître de la technique des récepteurs et amplificateurs sérieux.

## Les filtres de tonalité

### RELÈVEMENT DES FRÉQUENCES ÉLEVÉES

Si l'on désire favoriser une certaine bande des extrémités de la gamme des fréquences, au lieu de procéder comme dans le système précédent à l'affaiblissement d'une extrémité de la gamme, on réduit le gain de l'amplificateur sauf pour la gamme à mettre en relief.

Ainsi, dans la figure 155, le signal transmis par le condensateur de liaison  $Cl$  passe par un diviseur de tension dont les deux branches sont d'une part  $Ct$  et  $Rt$ , en parallèle, d'autre part,  $Rg$ .

A la fréquence zéro, l'impédance de  $Ct$  est infinie; aux fréquences basses elle est encore très grande. Le signal transmis à la grille du deuxième tube sera le 1/11 du signal sortant de  $Cl$ .

Mais, au fur et à mesure que la fréquence augmente, la capacité de  $Ct$  diminue, donc l'impédance du groupe  $Ct Rt$  diminue et la fraction du signal transmis augmente.

Exemple :

Si  $Ct = 10\ 000\ \mu\mu\text{F}$ .

A la fréquence 10 p/s, sa capacité = 1 600 000 ohms.

A la fréquence 100 p/s, sa capacité = 160 000 ohms.

A la fréquence 1 000 p/s, sa capacité = 16 000 ohms.

A la fréquence 10 000 p/s, sa capacité = 1 600 ohms.

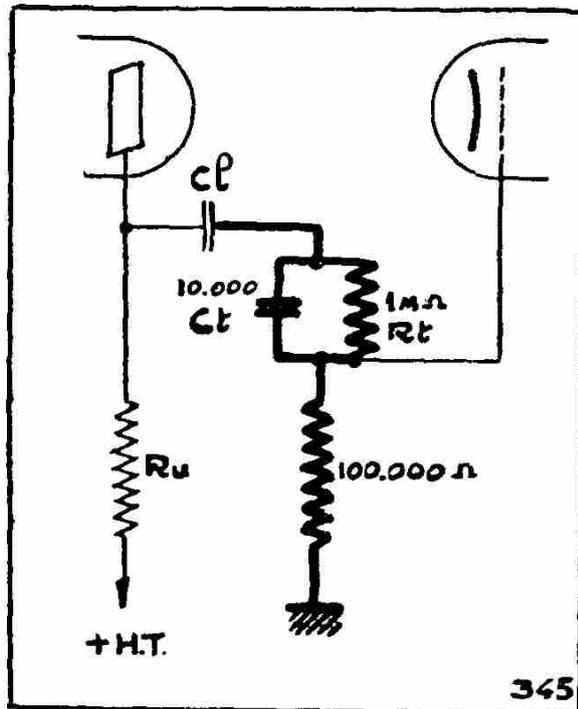


Fig. 155.

$CT$  et  $Rt$  en parallèle auront une impédance de :

A la fréquence 10 p/s, l'impédance est de

$$\frac{1\ 600\ 000 \times 1\ 000\ 000}{1\ 600\ 000 + 1\ 000\ 000} = 615\ 385\ \text{ohms.}$$

A la fréquence 100 p/s, l'impédance est de

$$\frac{160\ 000 \times 1\ 000\ 000}{160\ 000 + 1\ 000\ 000} = 138\ 000\ \text{ohms.}$$

A la fréquence 1 000 p/s, l'impédance est de

$$\frac{16\ 000 \times 1\ 000\ 000}{16\ 000 + 1\ 000\ 000} = 15\ 748\ \text{ohms.}$$

A la fréquence 10 000 p/s, l'impédance est de

$$\frac{1600 \times 1\ 000\ 000}{1600 + 1\ 000\ 000} = 1\ 597\ \text{ohms.}$$

La fraction du signal transmis sera donc d'autant plus réduite que la fréquence est basse.

Ainsi, à la fréquence 10 p/s, la fraction du signal transmis est de

$$\frac{100\ 000}{100\ 000 + 615\ 385} = 13\ \% \text{ environ.}$$

A la fréquence 100 p/s :

$$\frac{100\,000}{100\,000 + 138\,000} = 41\% \text{ environ.}$$

A la fréquence 1 000 p/s :

$$\frac{100\,000}{100\,000 + 15\,748} = 86\% \text{ environ.}$$

A la fréquence 10 000 p/s :

$$\frac{100\,000}{100\,000 + 1\,597} = 98\% \text{ environ.}$$

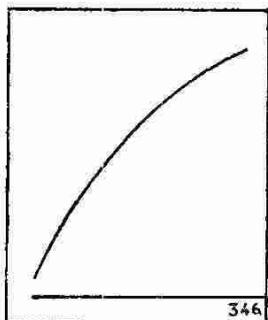


Fig. 156.

Le montage de la figure 155 aura pour résultat une courbe de réponse dont l'allure générale est représentée par la figure 156.

Il a donc pour effet de favoriser les sons aigus au détriment des sons graves.

#### RELÈVEMENT DES SONS GRAVES

Le montage de la figure 157 aura l'effet inverse.

Supposons en effet  $C_t = 10\,000 \mu\text{F}$  et  $R_g = 1$  mégohm. Ces deux éléments sont en parallèles et leur ensemble est en série avec la résistance de 100 000 ohms. C'est donc le même potentiomètre que celui de la figure 155, mais il est renversé.

La fraction du signal transmis sera donc :

à la fréquence 10 p/s :

$$100 - 13 = 87\%$$

à la fréquence 100 p/s :

$$100 - 41 = 59\%$$

à la fréquence 1 000 p/s :

$$100 - 86 = 15\%$$

à la fréquence 10 000 p/s :

$$100 - 98 = 2\%$$

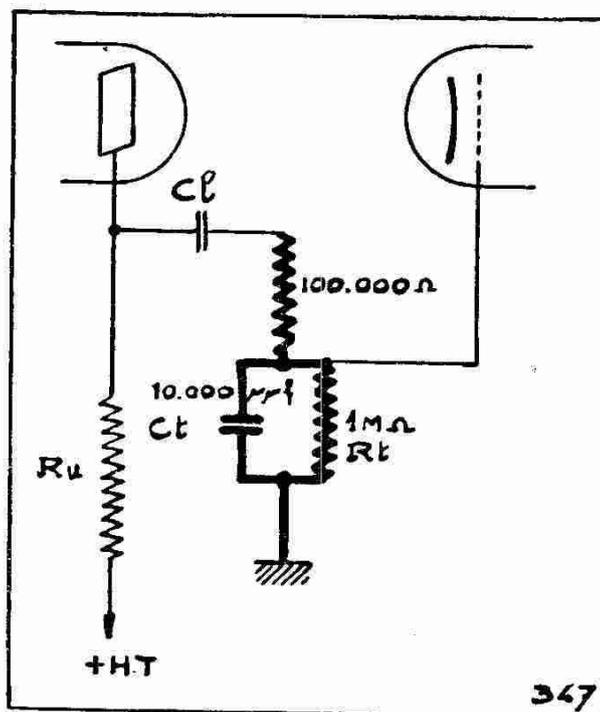


Fig. 157.

Ce montage aura donc pour résultat une courbe de réponse dont l'allure générale est représentée par la figure 158.

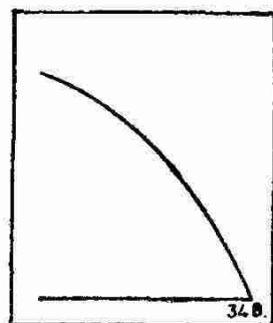


Fig. 158.

Dans le but d'éviter un sifflement d'interférence entre deux stations, ou le bruit d'aiguille d'un pick-up dont la fréquence est généralement comprise entre 5000 et 7000 p/s, on utilise des circuits résonnants série ou parallèle.

On se souviendra que la fréquence de résonance d'un circuit oscillant se calcule par la formule de Thomson (16)

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

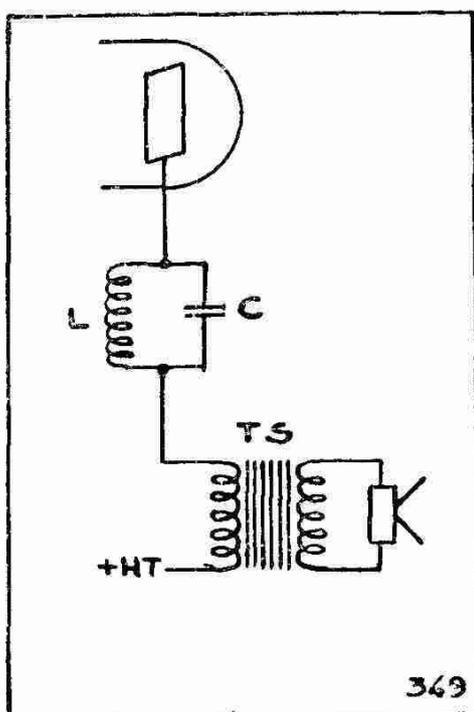


Fig. 159.

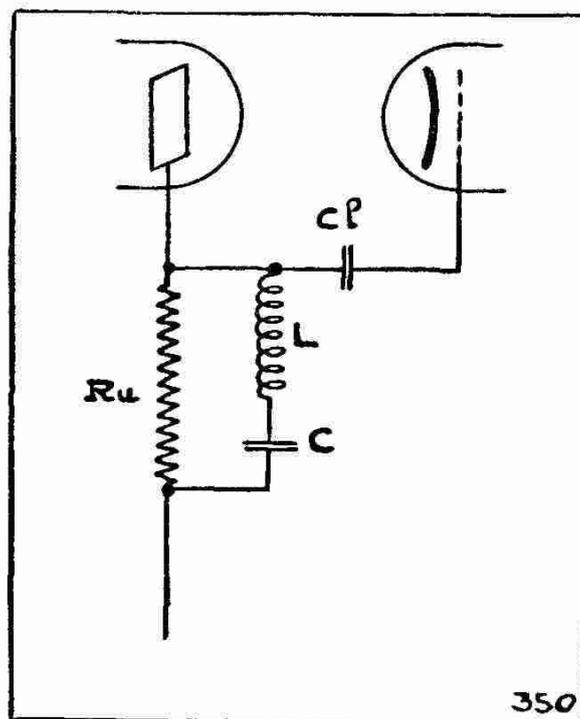


Fig. 160.

Le circuit oscillant parallèle, figure 159, a une impédance maximum à la résonance.

Le circuit oscillant série, figure 160, a une impédance minimum à la résonance.

Il suffit donc de calculer L et C pour que le sifflement gênant soit bloqué dans la figure 159, ou trouve un chemin de fuite dans la figure 160.

Exemple : Soit à éliminer un bruit d'aiguille à 5000 p/s. La formule (16) nous donne

$$5000 = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

$$\sqrt{LC} = \frac{1}{2 \times 3,1416 \times 5000} = \frac{1}{31\,416}$$

$$LC = \frac{1}{31\,416^2} = \frac{1}{986\,965\,056}$$

Si nous choisissons  $C = 10\,000 = 0,000\,000\,01$  farad,

$$L \text{ en henrys} = \frac{1}{986\,965\,056 \times 0,000\,000\,01} = 0,1 \text{ henry.}$$

Les circuits résonnants série et parallèle peuvent être combinés de multiples façons. Il serait fastidieux d'énumérer ici ces combinaisons.

Les notions enseignées ci-dessus sont suffisantes pour comprendre tout montage existant ou pour en imaginer d'autres à adapter pour les besoins les plus divers.

### La contre-réaction ou réaction négative

L'usage de la réaction négative est le procédé moderne et qui tend à se généraliser, tout au moins sur les récepteurs de luxe. Cependant, son application est si simple et si peu onéreuse qu'il est incompréhensible que nombre de constructeurs présentent encore à leur clientèle des récepteurs dont le taux de distorsion n'est franchement pas en rapport avec les progrès de la technique.

Nous n'entrerons pas ici dans tout le détail de la contre-réaction. Il existe en librairie des ouvrages fort bien faits, traitant spécialement de la question. Nous les conseillons à ceux de nos lecteurs qui désirent approfondir leurs connaissances.

Parmi les nombreux schémas qui existent, nous détaillerons uniquement celui qui, à notre avis, s'adapte le mieux à un amplificateur BF à deux étages pour récepteur de T. S. F. et pick-up. L'adaptation de ce système se fera aussi bien si l'amplificateur est à tube unique, classe A, ou s'il est push-pull, classe A ou A/B.

#### EN QUOI CONSISTE LA RÉACTION ?

Tout simplement à reporter à l'entrée d'un amplificateur une fraction de la tension de sortie.

Si cette fraction de la tension de sortie est en phase avec la tension d'entrée, la *réaction est positive*.

Si, au contraire, la tension d'entrée et la fraction de la tension de sortie sont en opposition de phases, la *réaction est négative*. On l'appelle aussi dans ce cas *contre-réaction* ou *dégénération*.

Nous avons exposé dans le tome I, pages 113 et 140, la détectrice à réaction, la réaction positive. Elle avait pour but d'augmenter le gain et la sélectivité d'un amplificateur BF. Mais nous savons qu'un amplificateur à réaction positive a tendance à osciller, donc, qu'il est instable.

La réaction négative, elle, au contraire, diminuera le gain, diminuera la sélectivité (avantage en BF) et stabilisera l'amplificateur.

### THÉORIE SOMMAIRE DE LA RÉACTION NÉGATIVE

Soit un amplificateur non réactif dont le gain est  $G$ , la tension d'entrée  $E$  et la tension de sortie  $S$ .

Nous pouvons écrire  $G = S/E$  ou  $S = EG$ . (39)

Prélevons une fraction de  $S$  et reportons-la à l'entrée de l'amplificateur. Soit  $r$  cette fraction.  $r$  est le taux de réaction et s'exprime en %. La tension reportée à l'entrée de l'amplificateur est donc  $rS$ .

La nouvelle tension d'entrée sera  $E + rS$  si  $r$  et  $E$  sont en phase ; elle sera de  $E - rS$ , si  $r$  et  $E$  sont en opposition de phase.

Puisqu'il s'agit ici de réaction négative, nous utiliserons uniquement : tension d'entrée avec réaction =  $E - rS$ .

Le gain n'ayant pas changé sera  $G = \frac{S}{E - rS}$

D'où

$$S = (E - rS) G$$

$$S = EG - rSG$$

Cherchons maintenant à exprimer le gain avec réaction  $G_r$ . Cette amplification partant du signal d'entrée  $E$  et aboutissant à la réponse  $S$  est toujours  $S/E$ . Or, la formule  $S = EG - rSG$  peut se transformer comme suit :

$$S + rSG = EG$$

$$S (1 + rG) = EG$$

$$G_r = \frac{S}{E} = \frac{G}{1 + rG} .$$

$rG$  est le *facteur de réaction*.

Si le facteur de réaction est grand, (10 à 50 dans la pratique), on peut considérer que le terme 1 dans la dernière formule est négligeable par rapport à  $rG$ . La dernière formule utilisée peut alors s'écrire

$$G_r = \frac{S}{E} = \frac{G}{rG} \text{ et, en simplifiant par } G$$

$$G_r = \frac{S}{E} = \frac{1}{r} \quad (40).$$

On voit donc que, à la condition que le facteur de réaction soit grand, le gain d'un amplificateur à réaction négative est indépendant des tubes et de la composition du montage de l'amplificateur proprement dit. *Le gain avec réaction négative est inversement proportionnel au taux de réaction.*

#### GAIN EN TENSION ET GAIN EN PUISSANCE

La formule (38) ci-dessus nous donne bien le gain en tension d'un amplificateur à réaction négative.

Ainsi, par exemple, si nous appliquons à un amplificateur une réaction négative dont le taux est de 10 %, ou 10/100, le gain en tension (avec réaction) sera  $\frac{1}{r} = \frac{1}{\frac{10}{100}} = \frac{100}{10} = 10$ .

Le lecteur pourrait être étonné d'un gain si minime pour un amplificateur à deux étages, alors que la triode amplificatrice de tension montée en premier étage donne aisément un gain de 20 et que, si on remplaçait la triode par une penthode, le gain serait de 100 à 200.

Remarquons que le nombre trouvé, 10, est le gain en tension et que le rôle du tube de sortie est d'obtenir un gain en puissance. Or, la puissance de sortie est un nombre de watts.

Nous savons qu'un watt =  $V \times I$  et que  $I = V/R$ , donc :

$$W = \frac{V^2}{R},$$

Si la bobine mobile a une impédance de 8 ohms, et si la tension à ses bornes est de 5 volts, la puissance modulée sera  $W \frac{5 \times 5}{8} = \frac{25}{8} = 3,125$  watts modulés.

Quelle était la puissance du signal d'entrée ? La résistance de grille est de 500 000 ohms et le signal après détection de 0,5 volt.

La puissance, d'après la formule  $W = \frac{V^2}{R}$ , sera

$$\frac{0,5^2}{500\ 000} = \frac{0,25}{500\ 000} = 0,000\ 000\ 5 \text{ watt.}$$

Le gain en puissance sera donc :

$$\frac{W \text{ sortie}}{W \text{ entrée}} = \frac{3,125}{0,000\ 000\ 5} = 6\ 250\ 000.$$

Dans un amplificateur, le gain  $G$  n'est pas constant à toutes les fréquences. Nous savons que les extrémités de la gamme sont plus ou moins sacrifiées par rapport au médium. La cause en est aux divers condensateurs et bobines de self-induction qui entrent dans la composition du montage et dont l'impédance est variable avec la fréquence. Ainsi, lorsque nous avons recherché l'impédance optimum d'un transformateur de sortie convenant à un tube de sortie donné et que nous avons trouvé, par exemple, 3500 ohms, nous nous sommes adressés au constructeur de haut-parleurs et transformateurs de sortie et nous lui avons demandé un haut-parleur avec transformateur d'une impédance de 3500 ohms. Le constructeur nous a remis un haut-parleur dont l'impédance est de 3500 ohms à **1000 p/s**. Cette impédance étant variable, le gain et la puissance modulée varieront considérablement avec la fréquence des signaux à amplifier. La courbe de réponse ne sera donc pas une horizontale. Elle aura l'allure de la courbe de la figure 152.

Or, dans un amplificateur BF muni d'une réaction négative, si le facteur de réaction  $rG$  est grand, le gain réel avec réaction  $= 1/r$ .

Les caractéristiques des divers éléments du montage : tubes, capacités et bobines de self-induction, n'interviennent pas. Le gain réel sera donc constant à toutes les fréquences.

Mais, attention, il ne faut pas prendre cette dernière conclusion à la lettre et penser que la courbe de réponse d'un amplificateur réactif est une horizontale, car, dans le raisonnement précédent, il y a deux points qui ne sont pas d'une précision absolue. Nous avons en effet dit : « il faut que  $rG$  soit *grand*, alors, nous pourrions dire que 1 est *négligeable* par rapport à  $rG$  ». Nous avons donc fait  $1 + rG = rG$ . Ceci n'est pas absolument exact et le terme *grand* manque totalement de précision.

La réalité est que la courbe de la figure 152 reproduite en I sur la figure 161 se nivellera par le bas et tendra d'autant plus vers l'horizontale (II, III, IV) que le facteur de réaction  $rG$  sera grand. Evidemment, la puissance modulée sera aussi proportionnellement réduite.

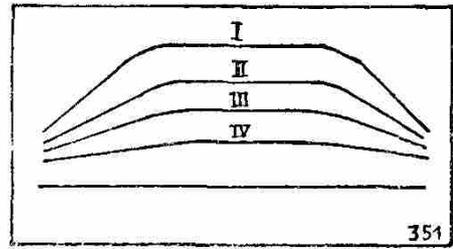


Fig. 161.

### RÉALISATION PRATIQUE

La figure 162 représente un amplificateur BF composé d'un étage d'amplification de tension et d'un étage d'amplification de puissance. Chacun d'eux est équipé au moyen d'une penthode, chose qui, de prime abord, est en contradiction avec les notions enseignées

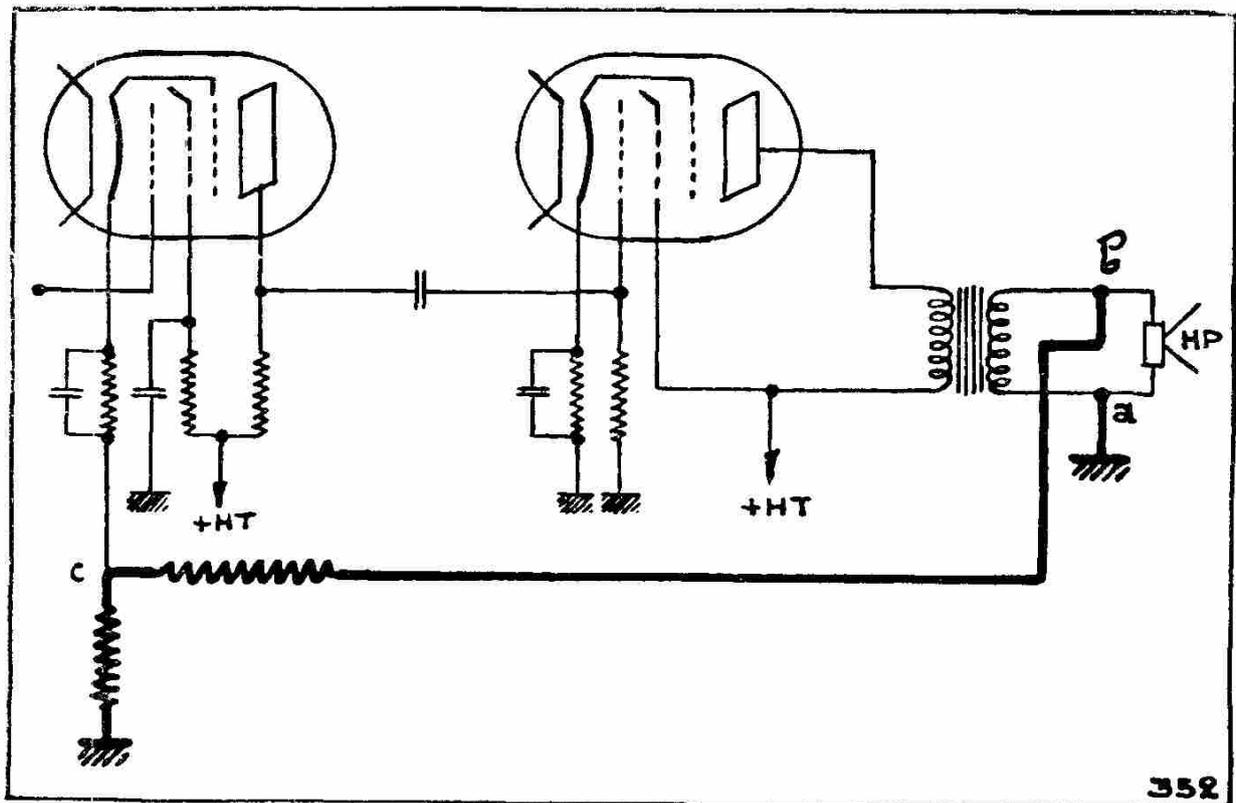


Fig. 162.

au chapitre VI de l'amplification de tension. Il n'en est rien, puisque la réaction négative viendra réduire la tension d'entrée.

Tous les éléments de cet amplificateur sont connus sauf la partie tracée en traits gras.

Analysons la partie modifiant le schéma classique de l'amplificateur BF.

Il existe une tension alternative aux bornes de la bobine mobile et c'est une fraction de cette tension que nous allons reporter à l'entrée de l'amplificateur.

Notons en passant, que nous aurions fort bien pu prélever une fraction de la tension de sortie aux bornes du primaire du transformateur de sortie, mais, puisque ce transformateur est lui-même cause de distorsion, nous avons tout intérêt à prélever la tension de réaction en un endroit où toutes les causes de distorsion ont fait subir leur effet et de renvoyer à l'entrée, *en opposition de phase*, ces tensions déformées.

Nous obtiendrons de la sorte un signal d'autant plus fidèle à la sortie. Non seulement les défauts de l'amplificateur seront corrigés, mais le haut-parleur lui-même sera amélioré.

Supposons, en effet, que le haut-parleur ait une fréquence de résonance qui se constate par un renforcement d'une note musicale et de ses harmoniques. Cette résonance se manifeste par une augmentation de l'impédance pour la fréquence en question. En conséquence, la différence de potentiel aux bornes de la bobine sera plus considérable. Il en sera de même de la fréquence de cette tension reportée, en opposition de phase, à l'entrée de l'amplificateur. Ceci aura pour effet d'atténuer plus énergiquement les sons ayant précisément cette fréquence.

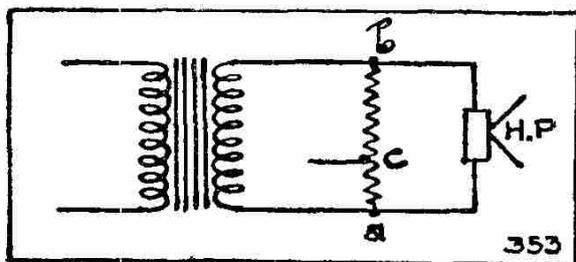


Fig. 163.

Comment allons-nous prélever une partie de la tension de sortie ? Plaçons (fig. 163) entre les bornes *a* et *b* de la bobine mobile une résistance grande par rapport à l'impédance de la bobine. En général, la bobine a une impédance de 6 à 10 ohms. Une résistance de 250 ohms

placée à ses bornes ne dérivera qu'une très petite partie du courant alimentant cette bobine. Si nous désirons un taux de réaction de 10 %, il suffira de faire une prise au 1/10 de la résistance (point *c*).

Entre les points *a* et *c*, il y a une tension égale au 1/10 de la tension aux bornes de la bobine mobile.

Revenons maintenant à la figure 162. Le point *a* de la bobine est mis à la terre (au châssis), la résistance part du point *b*, 225

ohms, arrive au point *c*, puis avec 25 ohms va au châssis, donc point *a*. Il y a donc identité entre les figures 162 et 163.

Pour appliquer le potentiel variable du point *c* à la grille du tube amplificateur de tension, il suffit que le courant cathodique de ce tube traverse la résistance de 25 ohms. La cathode sera ainsi à un potentiel variable en basse fréquence que nous désirons appliquer sous forme de réaction à l'entrée de l'amplificateur.

Mais cette réaction est-elle bien négative ?

Il n'est pas impossible de déterminer à priori le sens de branchement du système réactif, mais il est bien plus simple de le déterminer expérimentalement.

Voici comment le metteur au point doit s'y prendre.

1. Déconnecter le point *a* du châssis. L'amplificateur doit fonctionner comme un amplificateur non réactif.

2. Réunir *pendant une seconde*, au moyen d'un conducteur volant, le point *a* au châssis.

Si la réaction est négative, la puissance modulée va tomber immédiatement et la fidélité sera améliorée d'une façon nettement sensible à l'oreille la moins exercée.

Si la réaction est positive, l'amplificateur oscille, le haut-parleur hurle, les tubes risquent de se détériorer. C'est pourquoi nous avons écrit : « pendant une seconde ».

3. Si la réaction est négative on peut connecter définitivement le point *a* au châssis.

4. Si le récepteur accroche, il suffit d'invertir les points *a* et *b*, donc *b* au châssis, *a* à la résistance de 225 ohms, et tout rentrera dans l'ordre.

### Correction des aigus et des graves

Nous savons que la réaction négative a pour effet d'aplanir la courbe de réponse de l'amplificateur. Cela ne veut pas dire que cette courbe devienne une droite horizontale.

Les sons graves et les sons aigus ont eux aussi été affaiblis dans la même proportion. Pour augmenter la puissance des sons aigus et des sons graves, il suffirait d'établir des filtres qui empêchent ces fréquences de réagir à l'entrée de l'amplificateur.

#### SONS GRAVES

La figure 164 montre un condensateur de 2 microfarads shuntés par une résistance variable de 0 à 1000 ohms intercalés entre le point *b* et la résistance de 225 ohms.

Quand la résistance variable est à 0 ( curseur vers le bas de la figure), le condensateur de 2 microfarads est court-circuité ; tout se passe comme s'il n'y avait pas de correcteur. Le taux de réaction est de  $\frac{25}{225 + 25} = \frac{25}{250} = 10 \%$ .

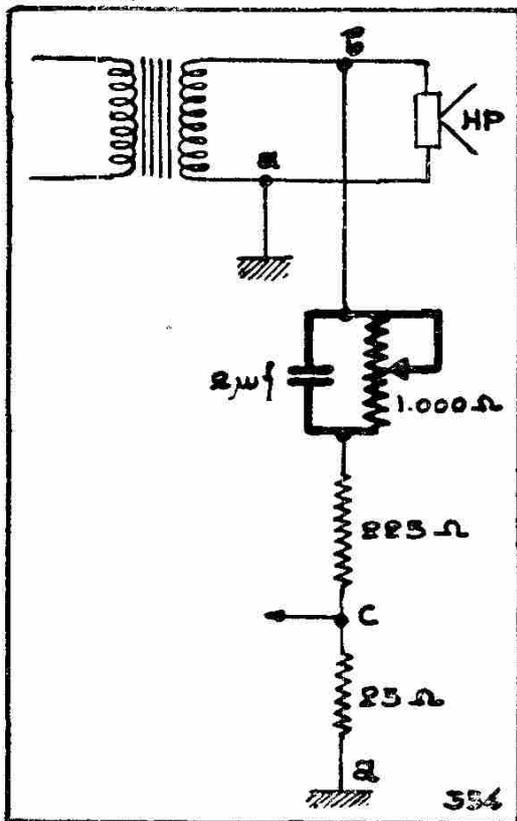


Fig. 164.

Quand la résistance variable est à 1000 ( curseur vers le haut de la figure), l'ensemble condensateur et résistance est une impédance dont la valeur est variable avec la fréquence.

A 25 p/s, la capacitance du condensateur est de 3200 ohms.

L'ensemble condensateur et résistance à une impédance de

$$\frac{3200 \times 1000}{3200 + 1000} = 760 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction n'est plus dans ce cas que de

$$\frac{25}{760 + 225 + 25} = \frac{25}{1000} = 2,5 \%$$

A 1000 p/s, la capacitance du condensateur est de 800 ohms. L'ensemble condensateur et résistance a une impédance de

$$\frac{800 \times 1000}{800 + 1000} = 444 \text{ ohms.}$$

La taux de réaction est dans ce cas de

$$\frac{25}{444 + 225 + 25} = 3,6 \%$$

A 5000 p/s, la capacitance du condensateur est de 160 ohms. L'ensemble, condensateur et résistance a une impédance de

$$\frac{160 \times 1000}{160 + 1000} = 138 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction est dans ce cas de

$$\frac{25}{138 + 225 + 25} = 6,5 \text{ \% environ.}$$

L'examen de ces chiffres montre que la réaction négative se fera d'autant moins sentir que la fréquence est plus basse.

Ce correcteur a donc pour effet de relever progressivement le volume de son des notes graves.

### SONS AIGUS

Un système analogue permet de supprimer la réaction négative des fréquences les plus élevées.

La figure 165 montre la réalisation de ce correcteur.

Un condensateur de 40 microfarads en série avec une résistance variable de 0 à 50 ohms est en parallèle avec la résistance de 25 ohms.

Quelle est l'impédance résultante de la branche *ca* du potentiomètre *bca* ?

Plaçons tout d'abord la résistance au maximum (curseur en haut de la figure).

A 25 p/s, la capacitance du condensateur de 40  $\mu\text{F}$  est de 160 ohms.

Le condensateur et la résistance de 50 ohms en série ont une impédance de  $160 + 50 = 210$  ohms.

L'ensemble du système *ca* a une impédance de

$$\frac{210 + 25}{210 \times 25} = 22 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{22}{225 + 22} = 9 \text{ \%}$ .

A 1000 p/s, la capacitance du condensateur est de 4 ohms.

Le condensateur et la résistance de 50 ohms est une impédance de  $4 + 50 = 54$  ohms.

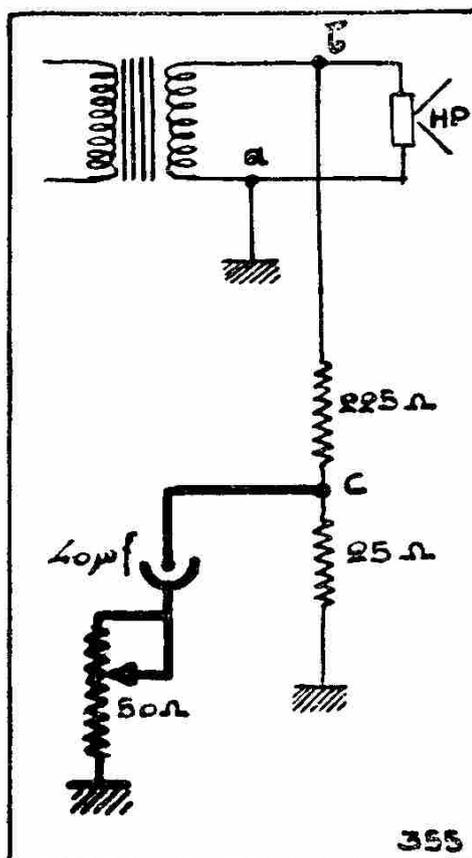


Fig. 165.

L'ensemble du système  $c-a$  a une impédance de

$$\frac{54 \times 25}{54 + 25} = 17 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{17}{225 + 17} = 7 \%$ .

A 5000 p/s, la capacitance du condensateur est de 0,8 ohm.

Le condensateur et la résistance de 50 ohms ont une impédance de  $0,8 + 50 = 50,8$  ohms.

L'ensemble du système  $ca$  a une impédance de

$$\frac{50,8 \times 25}{50,8 + 25} = 15 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{15}{225 + 15} = 6,2 \%$ .

Faisons les mêmes calculs avec la résistance variable ramenée à 0 (curseur en bas, sur la figure 165).

A 25 p/s, la capacitance du condensateur de 40  $\mu\text{F}$  est de 160 ohms.

L'ensemble du système  $ca$  a une impédance de

$$\frac{40 \times 25}{40 + 25} = 15 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{15}{225 + 15} = 6,2 \%$ .

A 1000 p/s, la capacitance du condensateur est de 4 ohms.

L'ensemble du système  $ca$  a une impédance de

$$\frac{4 \times 25}{4 + 25} = 3,4 \text{ ohms.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{3,4}{225 + 3,4} = 1,4 \%$ .

A 5000 p/s, la capacitance du condensateur est de 0,8 ohm.

L'ensemble du système  $ca$  a une impédance de

$$\frac{0,8 \times 25}{0,8 + 25} = 0,77 \text{ ohm.}$$

Le taux de réaction négative est de  $\frac{0,77}{225 + 0,77} = 0,34 \%$ .

Ces deux séries de calculs montrent que la manœuvre du curseur de la résistance variable fait passer le taux de réaction de 9 à 6,2 % pour les fréquences les plus graves et de 6,2 à 0,34 % pour les sons les plus aigus. Or, 0,34 % est un taux de réaction négligeable. Les sons aigus ne seront donc pas atténués.

### CORRECTEUR AIGU ET GRAVE

La figure 166 montre la combinaison des deux correcteurs décrits ci-dessus et ne nécessite aucun commentaire.

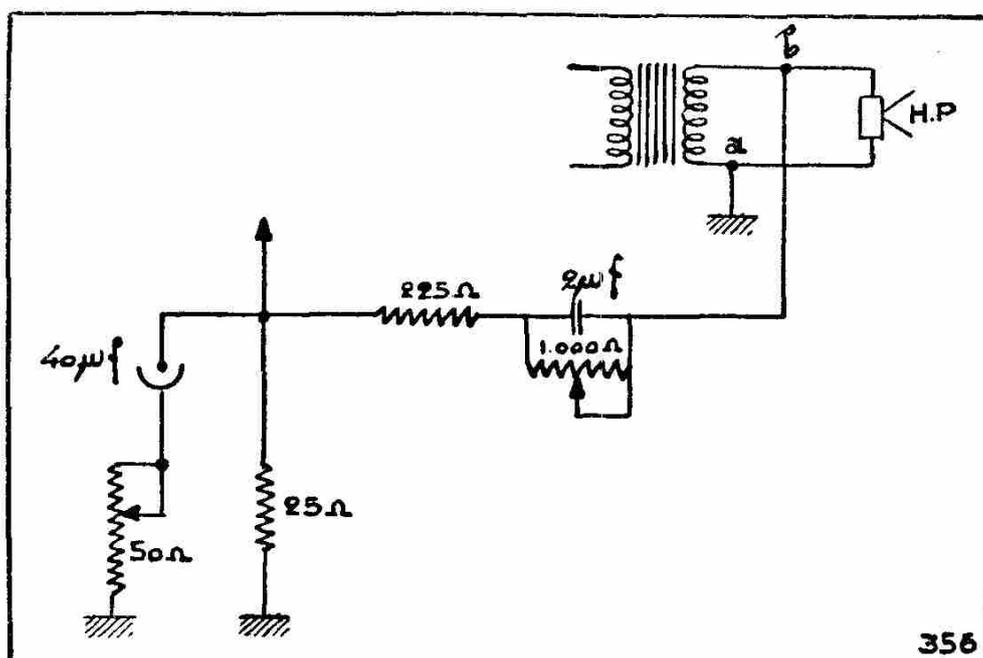


Fig. 166.

La réaction négative (et ses deux correcteurs) ainsi conçue peut être appliquée à tout amplificateur BF, classe A, à un seul tube ou à tout amplificateur push-pull classe A ou A/B.

## CHAPITRE XI

### L'ALIMENTATION

Tout récepteur de radio, de même que tout amplificateur, doit être alimenté par une ou plusieurs sources d'énergie électrique.

De la nature de la source d'énergie électrique dont on dispose, dépend le mode d'alimentation.

De là dérive la classification des appareils récepteurs et amplificateurs.

#### **I. - Alimentation par batteries d'accumulateurs haute et basse tensions et tension de polarisation**

Une batterie d'accumulateurs pour la basse tension (chauffage des filaments), tension *a*.

Une batterie d'accumulateurs pour la haute tension, tension *b*.

Une batterie de piles sèches pour la polarisation négative des grilles, tension *c*.

La source de tension *a* est généralement de 4 volts et les tubes sont à chauffage direct. Il existe cependant des tubes qui doivent être alimentés sous une tension de 1 ou 2 volts.

La source de tension *b* se présente généralement sous la forme d'une batterie de 60 éléments d'accumulateurs au plomb de faible capacité et donnant une tension de 120 volts. Ceci ne peut être utilisé que pour des postes fixes.

La source de tension *c* est une batterie de piles sèches de 6, 10 ou 12 éléments Leclanché à liquide immobilisé donnant une tension de 9, 15 ou 18 volts. Une prise est ménagée à chaque élément. On n'utilise jamais de batterie d'accumulateurs pour la source *c*, car cette source, ne débitant pas de courant, la batterie ne se décharge pas. Les piles ne s'usent que par dessiccation.

Nous prions le lecteur de se reporter au tome I, chapitre VII, page 86, pour le raccordement de ces diverses sources au récepteur proprement dit.

## II. - Alimentation totale par batteries de piles sèches

C'est un procédé qui n'est plus guère utilisé que pour les quelques rares postes-valises qui existent encore dans le commerce.

La source *a* est une pile Leclanché à liquide immobilisé et de capacité suffisante.

La source *b* est une batterie de 30 petits éléments Leclanché donnant 45 volts. Parfois, on met en série deux batteries semblables pour atteindre une tension de 90 volts.

La source *c* est semblable à celle des postes alimentés par batteries d'accumulateurs.

L'emploi de ces batteries de piles est le même que celui des accumulateurs. Une seule précaution supplémentaire est à prendre. On sait que la résistance interne d'un accumulateur est pratiquement nulle, alors que la résistance interne d'une pile n'est pas négligeable et qu'elle grandit au fur et à mesure que la pile s'use.

Or, la plupart des circuits du récepteur se referment sur la source HT. Pour éviter que cette source n'offre une résistance au passage des diverses composantes alternatives, il est nécessaire de la shunter par un condensateur de capacité suffisante, offrant une impédance négligeable pour les fréquences les plus basses. Quatre ou huit microfarads conviendront dans la plupart des cas.

## III. - Alimentation par le réseau alternatif

*Source de tension a.*

Les tubes modernes sont tous à chauffage indirect et la tension nécessaire au chauffage du filament est standardisée à 6,3 volts avec des tolérances largement prévues.

Les tubes américains de la série « loktal » peuvent fonctionner sous une tension de 7 volts.

L'intensité du courant est calculée par le constructeur pour obtenir une température convenable de la cathode dont la dimension varie d'un type de tube à un autre.

Lors de l'établissement d'un récepteur, il suffit donc de faire la somme des intensités nécessaires à l'alimentation de tous les filaments et de prévoir un secondaire de transformateur pouvant débiter cette intensité totale sous la tension désirée.

Tous les filaments se montent en parallèle (voir tome I, page 89).

*Source de tension b.*

L'étude du redressement d'une ou de deux alternances a été faite

dans le tome I, page 90 et suivantes, et nous prions le lecteur de s'y reporter.

La lecture des caractéristiques et des courbes données par les constructeurs de lampes ne présente aucune difficulté pour le radio-technicien qui pourra choisir le tube redresseur dont il a besoin et le transformateur d'alimentation adéquat.

Le filtrage devra toujours être soigné, surtout pour l'alimentation des premiers étages du récepteur, car il ne faut pas oublier qu'une tension de ronflement à 50 ou à 100 périodes/seconde introduite à l'entrée d'un récepteur est multipliée d'autant plus qu'il y a d'étages amplificateurs avant d'atteindre le haut-parleur.

Nous avons donné dans le tome I le système classique de filtrage, avec la bobine d'excitation dans la branche positive du filtre.

Dans certains cas, il est parfois nécessaire de placer la bobine de filtrage dans la branche négative pour permettre l'obtention de tensions négatives. Ce système a été exposé dans le tome II, page 90, au sujet de la régulation amplifiée. La polarisation des grilles est alors *semi-automatique*. Un système analogue peut être utilisé pour fixer le potentiel grille de certains tubes à caractéristique basculante, tels que les tubes « clefs » dont il sera question au prochain chapitre.

Quand on utilise deux bobines de filtrage, il y a intérêt à supprimer le condensateur d'entrée. La tension à la sortie du filtre est alors moins dépendante de l'intensité réclamée.

Quand il s'agit de certains appareils, tels que les oscillographes cathodiques, qui réclament une tension élevée et un très faible débit, la bobine peut avantageusement être remplacée par une simple résistance. Ce cas sera étudié dans le tome III.

### *Source de tension c.*

Nous avons étudié tout au long du tome I et du tome II le remplacement de la polarisation négative des grilles par la polarisation positive des cathodes. Le courant total de chaque lampe fait retour au pôle négatif de la source HT en traversant une résistance dite de cathode. La chute de tension produite par le courant cathodique dans la résistance détermine la *polarisation automatique*.

La résistance de cathode doit aussi pouvoir dissiper sans danger de détérioration une puissance suffisante :  $W = V \times I = I^2 R$ .

Dans tous le cas, sauf celui du push-pull, cette résistance doit être shuntée par un condensateur, dont la capacitance, pour la plus basse fréquence à transmettre, doit être petite par rapport à la valeur ohmique de la résistance.

Le paragraphe ci-dessus n'est en réalité qu'un court résumé de notions qui ont été développées au fur et à mesure des besoins, dans les deux premiers tomes de cet ouvrage.

A vrai dire, c'est de façon abusive que nous avons employé comme sous-titre de ce paragraphe le terme *source de tension c*. En réalité, la tension *c* est empruntée à la source de tension *b*.

Dans certains cas d'amplificateurs de puissance classe B 1, l'intensité moyenne du courant plaque est variable avec l'amplitude du signal. On ne peut évidemment pas utiliser la polarisation automatique, ni semi-automatique des grilles. Il faut alors faire appel à une polarisation fixe qui s'obtient par un redresseur spécial. Ce redresseur est équipé d'une valve monoplaque qui peut être remplacée par une triode ou une penthode quelconque dont la ou les

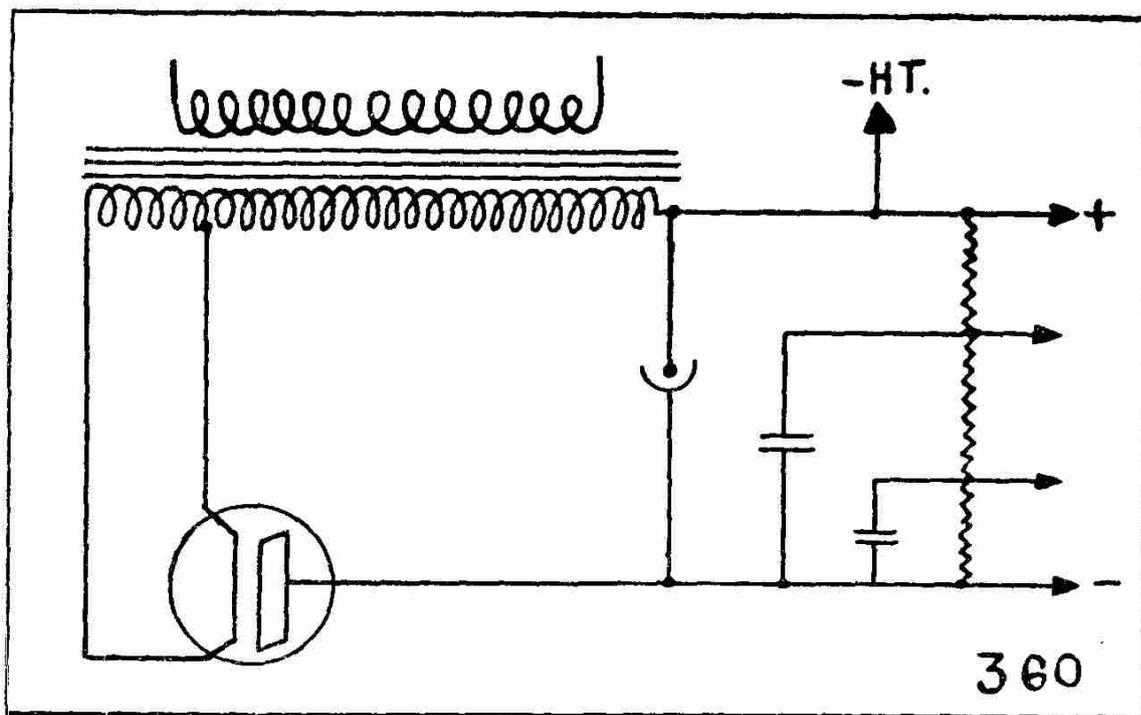


Fig. 167.

grilles sont désaffectées. La figure 167 montre la réalisation très simple d'un tel redresseur. Le filtre est constitué au moyen d'un condensateur et d'une résistance de 200 000 ohms avec prises et découplages.

Le pôle positif de ce redresseur est évidemment réuni au — HT.

#### IV. - Alimentation par le courant continu

Bien que les réseaux de distribution de courant continu ont tendance à disparaître, on construit actuellement en grand nombre

des postes tous courants qui fonctionnent indifféremment sur courant continu et alternatif.

Ce sont uniquement des récepteurs bon marché qui sont conçus suivant ce principe, car ils évitent l'emploi d'un transformateur d'alimentation. La sensibilité et la puissance de sortie de ces récepteurs ne sont jamais extraordinaires, car la haute tension est égale à celle du réseau à 110 volts diminuée de la chute de tension dans la redresseuse et dans la bobine de filtrage.

#### *Source de tension a.*

Les filaments des lampes sont connectés en série. Ils doivent donc être prévus pour une intensité constante.

Il existe des tubes prévus pour l'alimentation C. C. et qui exigent 100 mA ; une autre série demande 200 mA. Ces tubes sont alimentés sous des tensions différentes suivant la quantité de chaleur réclamée par la cathode.

Ainsi, par exemple, le tableau ci-dessous donne les caractéristiques de chauffage de la série des tubes « clefs » dont il sera question dans le chapitre XII.

	UBL 21 duodiode-pent- hode de sortie	UCH 21 triode-heptode	UF 22 penthode à pente variable	UY 21 redresseuse monoplaque
Vf =	55 V	20 V	12,6 V	50 V
If =	100 mA	100 mA	100 mA	100 mA

Les filaments seront donc montés en série entre les deux pôles du réseau continu ou alternatif jusqu'à concurrence de 110 volts. L'excès de tension qui pourrait provoquer une augmentation de l'intensité et la détérioration des filaments, sera absorbée par une résistance provoquant une chute de tension. Cette résistance peut avantageusement être remplacée par un tube à filament de fer dans une atmosphère d'hydrogène qui a la propriété de maintenir l'intensité à la valeur voulue.

Il sera prudent de suivre les indications du constructeur de tubes. Ainsi, dans le but de réduire des ronflements parasites provenant de la différence de potentiel qui existe entre le filament et la cathode, les filaments doivent être connectés en série dans l'ordre suivant, à partir du châssis (fig. 168) :

1. Tube amplificateur de tension BF.

2. Tube détecteur diode.
3. Tube changeur de fréquence.
4. Tube haute fréquence.
5. Tube de moyenne fréquence.
6. Tube amplificateur de puissance.
7. Valve redresseuse.
8. Résistance ou tube régulateur.

### *Source de tension b.*

S'il ne s'agissait que de réseau à courant continu, on pourrait se contenter de filtrer ce courant, car la tension n'est jamais rigoureusement continue, elle est ondulée.

La polarité doit être respectée, donc, le pôle négatif au châssis. L'inversion accidentelle des pôles entraînerait inmanquablement la destruction des condensateurs électrolytiques du filtre. L'emploi d'une redresseuse monoplaque ou biplaque évite cet inconvénient, car, en cas d'inversion de la polarité, les filaments s'échauffent normalement, mais la haute tension est coupée par l'espace plaque-cathode de la valve dont la conductibilité est, comme on sait, unilatérale.

La plaque sera protégée par une résistance d'une vingtaine d'ohms.

Le deuxième avantage de l'emploi d'une valve redresseuse est que l'appareil peut fonctionner indifféremment sur courant continu ou sur courant alternatif.

La chute de tension produite par la valve est minime.

La bobine de filtrage doit avoir une résistance ohmique aussi petite que possible afin de ne pas diminuer la tension filtrée.

Le filtre devra être complété par des condensateurs de forte capacité, 20 à 50 microfarads. Ces condensateurs électrolytiques sont quand même de petite dimension, car, vu la faiblesse de la haute tension, leur isolement est proportionnel.

Le haut-parleur est généralement un magnétique ou un dynamique à excitation permanente. En cas d'utilisation d'un dynamique à excitation séparée, l'enroulement d'excitation est branché en parallèle sur la tension filtrée ou est alimenté par la deuxième plaque de la valve. La figure 168 donne un schéma complet de l'alimentation d'un récepteur tous courants.

Les condensateurs  $c$  suppriment certains renflements parasites produits par le réseau.

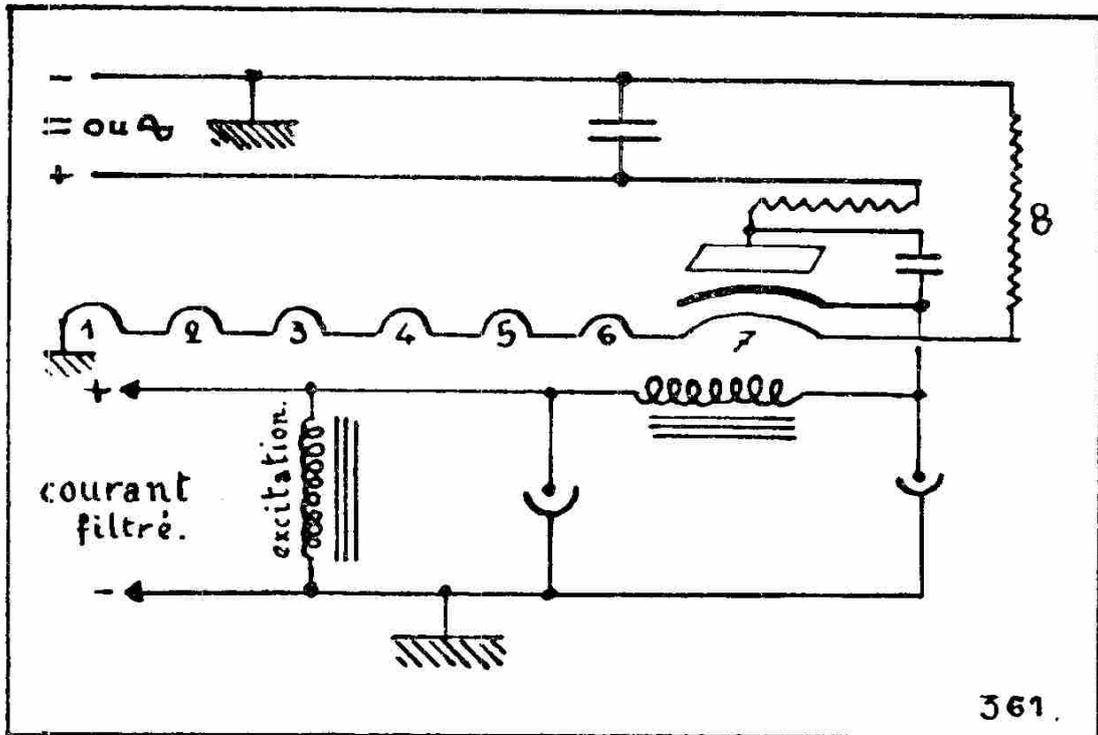


Fig. 168.

Si la tension du réseau est supérieure à 110 volts, une résistance exactement calculée produira une chute de tension ramenant la tension du réseau, 130 ou 220 volts, aux 110 volts pour lesquels le récepteur a été prévu.

#### Source de tension $c$ .

Il suffit d'appliquer où il y a lieu la *polarisation automatique* par des résistances de cathodes shuntées par les condensateurs de découplage habituels.

### V. Alimentation totale par une seule batterie de 6 volts.

Ce genre d'alimentation est utilisé plus souvent qu'on pourrait le penser à première vue.

En effet, outre le radio-auto qui se généralisera sur toutes les voitures de tourisme d'après la guerre et dont sont dotés quantités de véhicules des armées alliées, tanks, auto-cansons, auto-mitrailleuses, jeeps, etc., l'alimentation par une seule batterie de 6 volts est encore utilisée sur les camions publicitaires devant opérer soit

en marche, soit dans des endroits dépourvus de réseau de distribution d'énergie électrique.

Parfois aussi, des maisons isolées rechargent une batterie d'accumulateurs au moyen d'une dynamo actionnée par un moteur à explosions, ou une chute d'eau, ou une éolienne.

Comment, partant d'une tension continue de 6 volts, pourra-t-on alimenter un récepteur de radio ou un amplificateur ?

### 1. - COMMUTATRICE

La batterie alimente un moteur électrique qui actionne un alternateur à 50 p/s, 110 volts. Cet alternateur alimente lui-même un récepteur pour courant alternatif.

Ce système présente l'avantage de s'adapter à tout poste C. A. Par contre, il n'est pas économique. Le chauffage des filaments se fait par un courant qui a subi trop de pertes à la suite de multiples transformations.

### 2. - VIBREUR

#### *Source de tension a.*

Les tubes utilisés sont prévus pour une tension de 6,3 V et sont alimentés en parallèle, directement par la batterie.

#### *Source de tension b.*

Le courant continu de 6 volts de tension est haché à la fréquence 50 p/s au moyen d'un vibreur semblable à celui d'une sonnerie ou d'une bobine de Ruhmkorff.

Ce courant haché alimente le primaire d'un transformateur dont le secondaire donne du courant alternatif à la tension requise.

Ce courant secondaire est redressé soit par une valve, soit par un second vibreur fonctionnant synchroniquement avec le premier.

Le courant redressé est alors filtré suivant le procédé habituel. Ce filtrage doit être très soigné, car le courant alternatif est loin d'être sinusoïdal, il comporte de nombreux harmoniques.

#### *Source de tension c.*

Polarisation automatique (voir plus haut).

### 3. - CONVERTISSEUR

#### *Source de tension a.*

Alimentation en parallèle sur la batterie comme pour le vibreur.

### *Source de tension b.*

Le convertisseur est un moteur électrique alimenté par le courant de la batterie. Sur son axe est fixée une dynamo à courant continu donnant la haute tension requise. L'inducteur est commun et l'induit comporte deux enroulements et deux collecteurs.

Parfois, le filtre est contenu dans le pied de la machine. Le convertisseur donne alors du courant rigoureusement continu qui peut être utilisé directement comme courant de HT.

### *Source de tension c.*

Elle est généralement obtenue par le système de la polarisation automatique.

## CHAPITRE XII

### QUELQUES MONTAGES RÉALISABLES

Les connaissances acquises dans les deux premiers tomes de « *Toute la radio en trois stades* » permettent au « Radiotechnicien » de comprendre immédiatement le fonctionnement de tout récepteur classique et de saisir après quelque temps de réflexion n'importe quel schéma particulier à tel ou tel constructeur, qu'il s'agisse d'un récepteur de radio ou d'un amplificateur à basse fréquence.

Le « Radiotechnicien » peut aussi établir un schéma en utilisant tous les schémas partiels étudiés dans le présent ouvrage, depuis le poste le plus simple, jusqu'aux récepteurs de luxe les plus compliqués.

Dans chacun de ces récepteurs, le « Radiotechnicien » pourra calculer la valeur à donner à tous les éléments qui accompagnent les tubes employés.

A titre indicatif, nous donnerons quelques schémas de montage réalisables.

#### Nombre d'étages, nombre de tubes :

Le public non initié juge volontiers de la valeur d'un poste récepteur au nombre de « lampes » qu'il comporte.

Nous savons que cette façon de juger un récepteur est erronée, puisqu'il y a des tubes multiples.

Ainsi, un tube changeur de fréquence du type octode, ou heptode, ou pentagrid, ou triode-hexode, réalise à la fois le changement de fréquence et l'oscillation locale. Il peut être remplacé par deux tubes distincts.

Une duodiode-penthode ou triode pourrait être remplacée par trois tubes : une diode pour la détection, une diode pour le C. A. S. et une penthode ou triode pour l'amplification BF de tension.

Une redresseuse biplaque pourrait être remplacée par deux redresseuses monoplaques.

Certaines personnes comptent même comme « lampes de radio » la redresseuse et l'indicateur d'accord, s'il s'agit d'un œil magique ou d'un trèfle cathodique.

Il ne faut pas confondre les tubes de verre ou d'acier ayant *un rôle direct* ou *un rôle indirect* dans le problème de la réception.

Nous conseillons donc la dénomination suivante :

Nombre d'étages, nombre de tubes + 1 indicateur visuel + 1 redresseuse.

Les différents étages peuvent être : amplificateur haute fréquence, changeur de fréquence, oscillateur local, amplificateur MF, détecteur, régulateur, amplificateur de régulation, amplificateur BF de tension, inverseur de phase, amplificateur BF de puissance.

Certains étages peuvent être doublés : amplificateur MF, amplificateur de tension, amplificateur de puissance.

Certains tubes peuvent servir pour deux ou même trois étages.

Le nombre de tubes n'est donc pas nécessairement égal au nombre d'étages. En général, il lui est inférieur.

### **Quels tubes utiliserons-nous dans tous ces montages ?**

Le nombre de tubes parmi lesquels on peut choisir est immense. En tubes européens, Philips, en 1941, annonçait 283 types différents. En tubes américains, Sylvania, en 1944, annonçait 376 types différents.

Tout cela est fort compliqué. Aussi, nous bornerons-nous à dessiner quelques schémas utilisant les derniers tubes construits en Europe, les tubes « clefs ». De cette façon, les montages que nous soumettons à nos lecteurs sont les plus modernes que l'on puisse créer.

### **Les tubes « clefs »**

#### **CARACTÉRISTIQUES GÉNÉRALES :**

1. Les tubes « clefs » ont été créés précisément pour simplifier la tâche des radiotechniciens et réduire le nombre de types de tubes. Trois types de tubes permettent d'exécuter tous les montages de récepteurs de radio imaginables.

2. Ces trois types existent en deux séries qui ne diffèrent que par les caractéristiques de chauffage du filament.

Dans la série E, pour courant alternatif ou batterie d'auto, les filaments sont chauffés sous une tension constante de 6,3 volts, l'intensité étant différente pour les trois types.

Dans la série U, pour courant continu, l'intensité est constante, 100 mA et la tension est différente suivant le type.

3. Ces tubes sont de dimensions fort réduites. Ceci diminue l'en-

combrement et permet la construction de châssis plus petits. De plus, l'architecture intérieure est consolidée et subit moins les vibrations provenant de l'extérieur.

4. Le blindage est assuré à l'intérieur même de l'ampoule.
5. Il n'y a plus de connexion au sommet de l'ampoule.
6. Le culot fort pratique permet un verrouillage du tube sur le socket.
7. Il y a huit contacts, plus celui de la broche de guidage.
8. Les capacités entre électrodes sont encore réduites.

### Les trois types de tubes « clefs »

*EBL21 et UBL21 : duodiode-penthode de sortie (fig. 169).*

La partie diode de ce tube peut être utilisée pour la détection et le C. A. S.

La partie penthode est un tube de puissance qui peut être utilisée en classe A ou A/B.

Il est possible aussi d'intercaler un étage d'amplification de tension entre le détecteur et l'amplificateur de puissance.

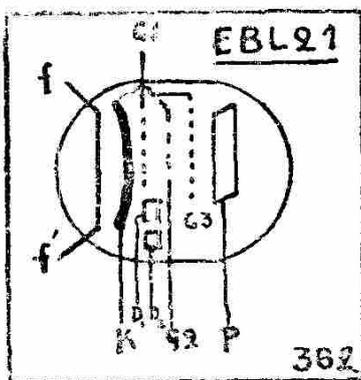


Fig. 169.

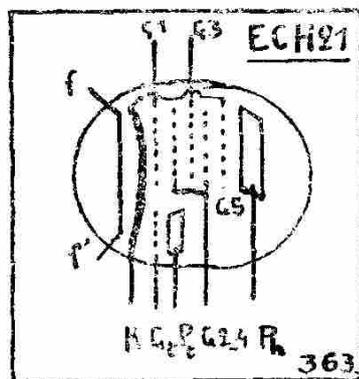


Fig. 170.

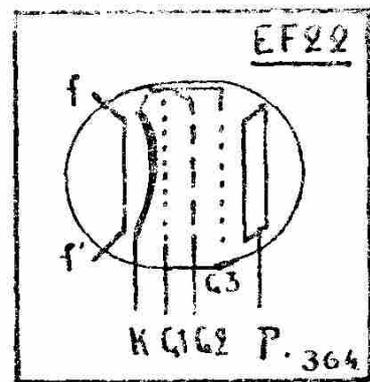


Fig. 171.

*ECH21 et UCH21 : triode-heptode (fig. 170).*

La triode et l'heptode n'ont que la cathode de commune.

Il existait des triodes-hexodes, telle que la 6TH8, qui se différencient de ce tube par deux points principaux :

1. L'ECH21 comporte une grille de suppression qui n'existe pas dans les types hexodes.

2. Dans le tube « clef » la grille de la triode et la grille 3, grille d'injection, sont serties séparément, alors que dans les changeuses de fréquence triodes-hexodes, ces deux grilles étaient connectées à l'intérieur du globe.

L'avantage de ce deuxième point est que le tube triode-heptode « clef » n'a pas son emploi limité au seul rôle de changeur de fréquence.

En connectant la grille de la triode à la grille d'injection  $g_3$ , le tube est un excellent changeur de fréquence.

En réunissant  $g_3$  au châssis, on peut utiliser séparément la triode et l'heptode.

L'heptode est alors amplificatrice moyenne fréquence et la triode amplificatrice BF.

Où l'heptode est amplificatrice BF et la triode inverseuse de phase devant un push-pull classe A ou A/B.

*EF22 et UF21 : penthode à pente variable (fig. 171).*

Amplificatrice HF, MF ou BF.

*Redresseuse.*

Avec la série E, pour courant alternatif, on peut employer le tube redresseur biplaque à chauffage indirect EZ4.

Avec la série U, pour courant continu, on utilise le tube redresseur monoplaque UY21.

*Indicateur visuel d'accord.*

Avec la série E, utiliser l'EM4.

Avec la série U, utiliser l'UM4.

CARACTÉRISTIQUES PARTICULIÈRES :

*EBL21.*

*Caractéristiques de chauffage.*

$V_f = 6,3$  volts.

$I_f = 0,8$  ampère.

*Partie penthode utilisée comme tube de sortie simple, classe A.*

$V_a$	$=$	$250 \text{ V}$	$250 \text{ V}$
$V_{g2}$	$=$	$250 \text{ V}$	$250 \text{ V}$
$R_k$	$=$	$105 \ \Omega$	$150 \ \Omega$
$V_{g1}$	$=$	$- 5,2 \text{ V}$	$- 6 \text{ V}$
$I_a$	$=$	$44 \text{ mA}$	$36 \text{ mA}$
$I_{g2}$	$=$	$6 \text{ mA}$	$4,5 \text{ mA}$
$S$	$=$	$9,5 \text{ mA/V}$	$9 \text{ mA/V}$
$R_i$	$=$	$50\ 000 \ \Omega$	$50\ 000 \ \Omega$
$R_u$ optimum	$=$	$5700 \ \Omega$	$7000 \ \Omega$
$W_o$ max.	$=$	$4,5 \text{ W}$	$4,5 \text{ W}$
Distorsion	$=$	$7 \%$	$10 \%$
Tension alternative de grille pour la modulation complète	$=$	$3,9 \text{ V}$	$4,2 \text{ V}$

*Partie penthode utilisée comme tube de sortie push-pull, classe A/B.*

$V_a$	$=$	$300 \text{ V}$
$V_{g2}$	$=$	$300 \text{ V}$
$R_k$ commune	$=$	$130 \ \Omega$
$R_u$ de plaque à plaque	$=$	$9000 \ \Omega$
$I_a$ (au repos)	$=$	$30 \text{ mA} \times 2$
$I_a$ (modulation complète)	$=$	$36 \text{ mA} \times 2$
$I_{g2}$ (au repos)	$=$	$3,8 \text{ mA} \times 2$
$I_{g2}$ (modulation complète)	$=$	$6,5 \text{ mA} \times 2$
$W_o$ max.	$=$	$13,2 \text{ W}$

Tension alternative de grille pour la modulation complète  $= 7 \text{ V}$ .

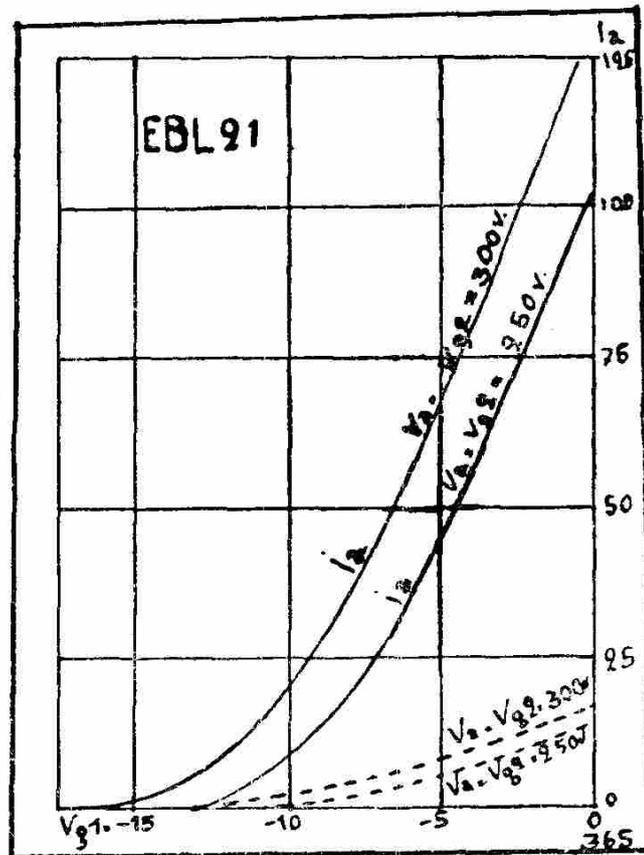


Fig. 172.

Caractéristique  $I_a/V_{g1}$  et  $V_{g2}/V_{g1}$  pour  $V_a = V_{g2} = 250$  V  
 et  $V_a = V_{g2} = 300$  V.

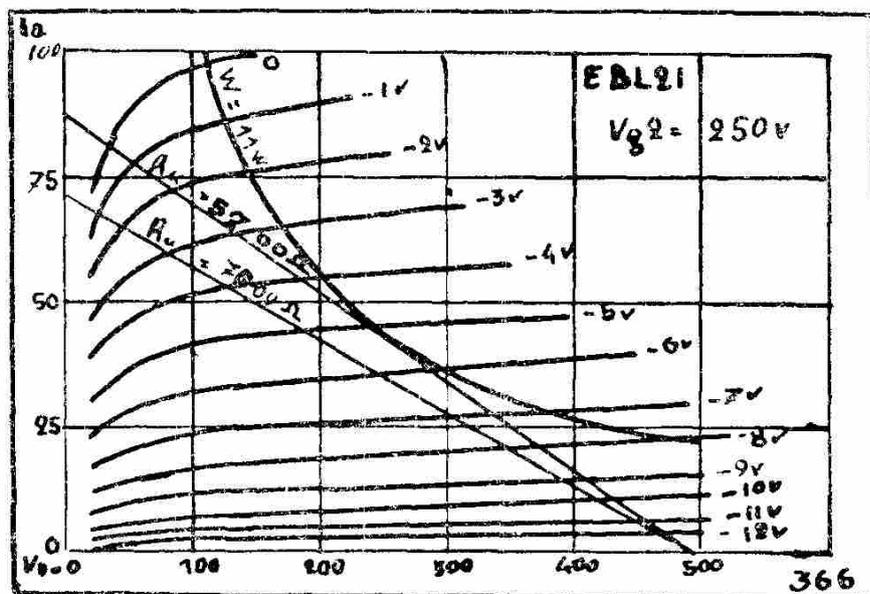


Fig. 173.

Caractéristique  $I_a/V_a$  pour  $V_{g2} = 250$  volts.

$W_a = 11$  W

$R_u = 5700$  ohms.

$W_a = 9$  W

$R_u = 7000$  ohms.

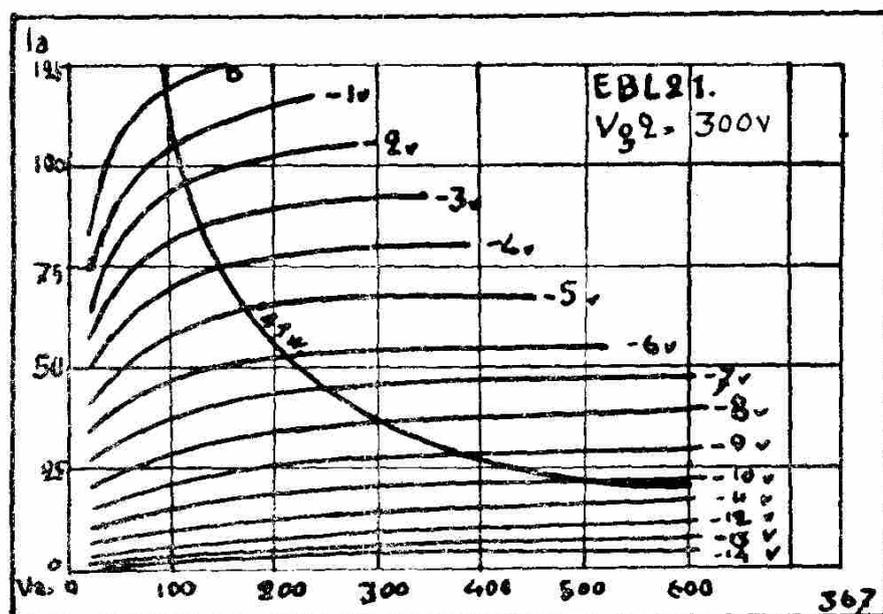


Fig. 174.

Caractéristique  $I_a/V_a$  pour  $V_{g2} = 300$  volts.

### ECH21

*Caractéristiques de chauffage.*

$$V_f = 6,3 \text{ V.}$$

$$I_f = 0,33 \text{ A.}$$

*Caractéristiques de l'heptode utilisée comme tube changeur de fréquence.*

(g3 réuni à gt)

$$V_a = 250 \text{ V}$$

$$R \text{ série } g_2 \text{ } g_4 = 24\,000 \, \Omega$$

$$R_k = 150 \, \Omega$$

$$R \text{ fuite } g_3 \text{ } g_t = 50\,000 \, \Omega$$

$$I_{g3} + g_t = 190 \text{ mA}$$

$$V_{g1} = -2 \text{ V} \quad -24,5 \text{ V}$$

$$V_{g2} = 100 \text{ V} \quad 250 \text{ V}$$

$$I_a = 3 \text{ mA} \quad 0$$

$$I_{g2} = 6,2 \text{ mA} \quad 0$$

$$R_i = 1,4 \text{ M}\Omega \quad 3 \text{ M}\Omega$$

*Caractéristiques de la triode utilisée comme oscillatrice,  
(g3 réuni à gt).*

Va	=	250 V
R. série a	=	20 000 Ω
R fuite gt g3	=	50 000 Ω
Ia	=	4,5 mA
I g3 + gt	=	190 mA

*Caractéristiques de l'heptode, utilisée comme amplificatrice MF.*

Va	=	250 V		
V g2 g4	=	250 V		
R série g2 g4	=	45 000 Ω		
g1	=	— 2 V	— 36 V	— 44 V
Vg2	=	90 V		250 V
Ia	=	5,3 mA		
I g2 + g4	=	3,5 mA		
S	=	2200 mA/V	22 mA/V	2,2 mA/V
Ri	=	0,9 MΩ	> 10 MΩ	> 10 MΩ

*Caractéristiques de la partie triode, utilisée comme amplificatrice BF.*

Va	=	250 V	
Ru	=	50 000 Ω	
Vg1	=	— 2 V	— 4 V
Ia	=	3,5 mA	3 mA
G	=	14	13

*Caractéristiques de l'ECH21, utilisé comme tube inverseur de phase pour la commande d'un étage de sortie push-pull,*

Va	=	250 V				
Ru heptode	=	200 000 Ω				
Ru triode	=	100 000 Ω				
R série g2 g4	=	250 000 Ω				
Rk	=	650 Ω				
Vg1	=	0	— 5	— 10	— 15	— 20 V
Iah + Iat	=	2,5	2,45	2,35	2,25	2,15 mA
I (g2 + g4)	=	0,75	0,58	0,43	0,32	0,24 mA
Tension d'entrée	=	0,1	0,33	0,66	1	1,6 v. eff.
G	=	100	30	15	10	6
Tension de sortie	=	10	10	10	10	10 v.
Distorsion	=	0,8	3,7	4,5	6,2	7,5 %

## EF22

### *Caractéristiques de chauffage.*

$$V_f = 6,3 \text{ volts.}$$

$$I_f = 0,2 \text{ A.}$$

### *Caractéristiques pour l'utilisation comme amplificateur HF ou MF.*

V <sub>a</sub>	=	250 V		
V <sub>g3</sub>	=	0 V		
R <sub>g2</sub>	=	90 000 Ω		
R <sub>k</sub>	=	325 Ω		
V <sub>g1</sub>	=	— 2,5 V	— 46 V	— 58 V
V <sub>g2</sub>	=	100 V	—	250 V
I <sub>a</sub>	=	6	—	— mA
I <sub>g2</sub>	=	1,7	—	— mA
S	=	2200	22	4,5 mA/V
R <sub>i</sub>	=	1,2 M Ω	> 10 M Ω	> 10 M Ω

### *Caractéristiques pour l'utilisation comme amplificateur BF*

*à résistances.*

V <sub>a</sub>	=	250 V
R <sub>u</sub>	=	200 000 Ω
R <sub>g2</sub>	=	80 000 Ω
R <sub>k</sub>	=	1750 Ω
V <sub>g1</sub> au repos	=	0 à — 25 V
I <sub>a</sub>	=	0,87 à 0,17 mA
I <sub>g2</sub>	=	0,26 à 0,05 mA
G	=	106 à 6,7.

### **Un récepteur à 6 étages, 3 tubes + 1 redresseuse**

(fig. 175)

1. Oscillateur local	}	ECH21
2. Changeur de fréquence		
3. Amplificateur MF		EF22
4. Détecteur	}	EBL21
5. Régulateur		
6. Amplificateur BF de puissance		
Redresseuse		EZ4

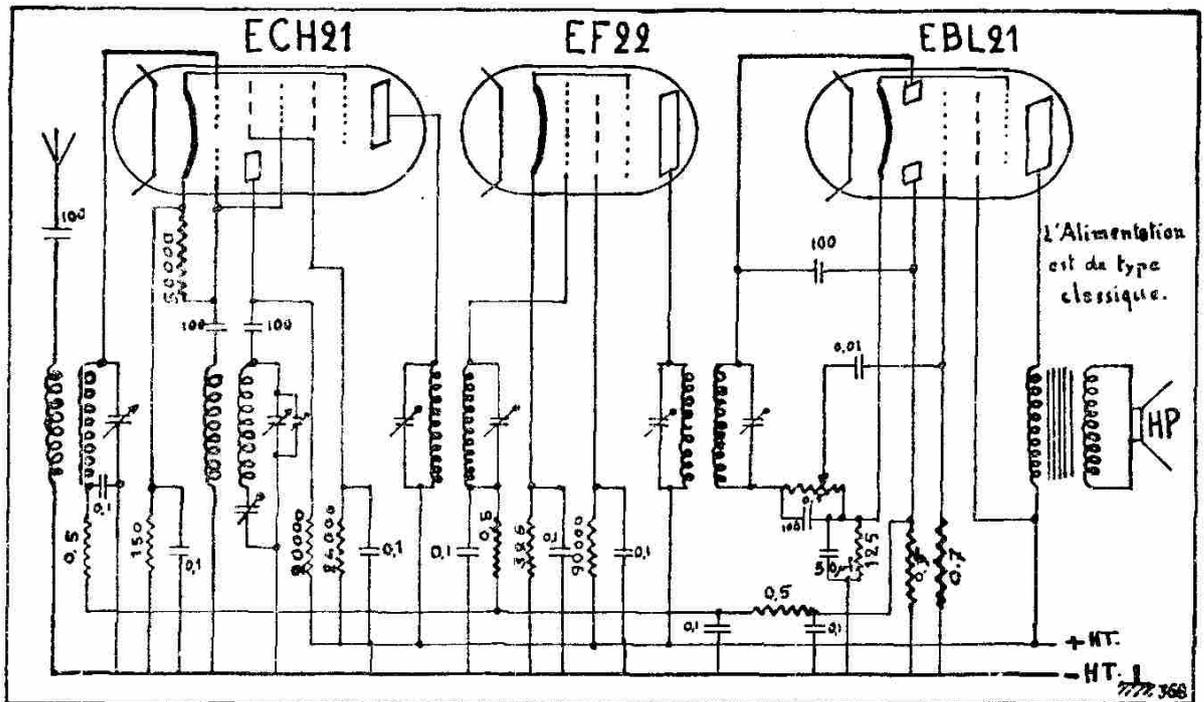


Fig. 175.

Ce récepteur pourrait aisément être muni d'un indicateur visuel suivant le système indiqué pages 98 et suivantes.

**Un récepteur à 7 étages, 3 tubes + 1 indicateur visuel  
+ 1 redresseuse**  
(fig. 176)

1. Oscillateur local	}	ECH21
2. Changeur de fréquence		
3. Amplificateur MF		
4. Détecteur	}	EBL21
5. Régulateur		
6. Amplificateur BF de tension		ECH21
7. Amplificateur de puissance		EBL21
Redresseuse		EZ4

Ce récepteur sensible et puissant équivaut à un 4 tubes classique. L'indicateur visuel n'a pas été dessiné afin de ne pas compliquer le croquis. Son montage se fait comme il est indiqué page 104.

La résistance de 2 mégohms qui réunit la plaque du EBL21 et la plaque triode du deuxième ECH21 produit une réaction négative

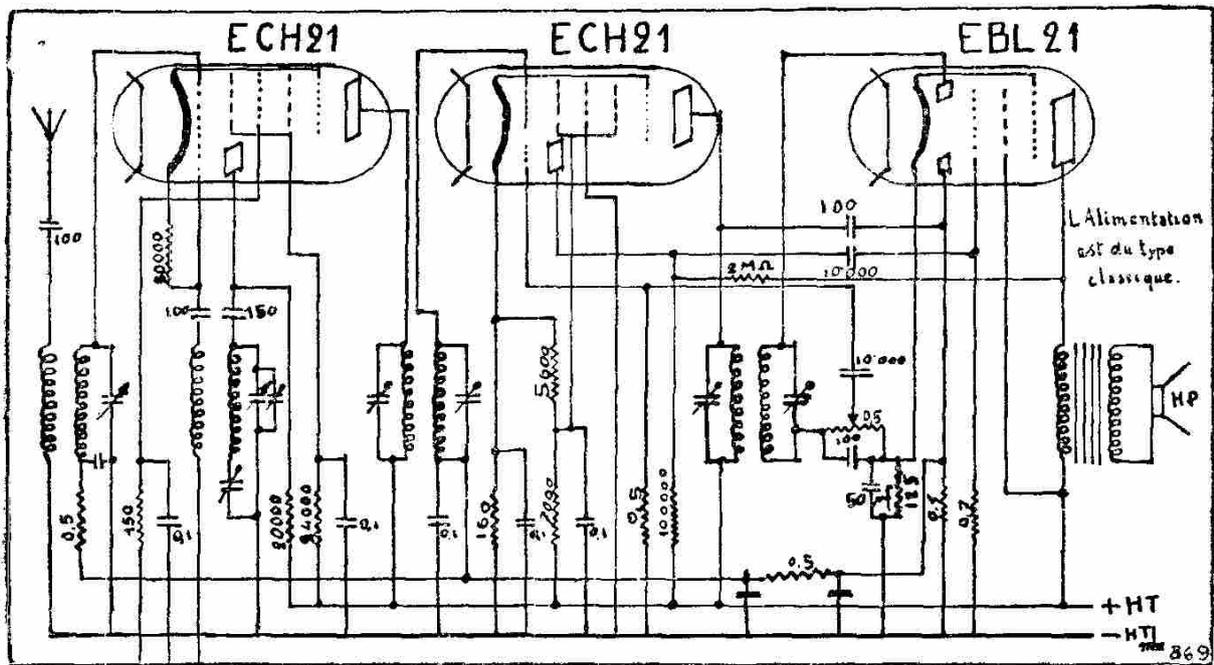


Fig. 176.

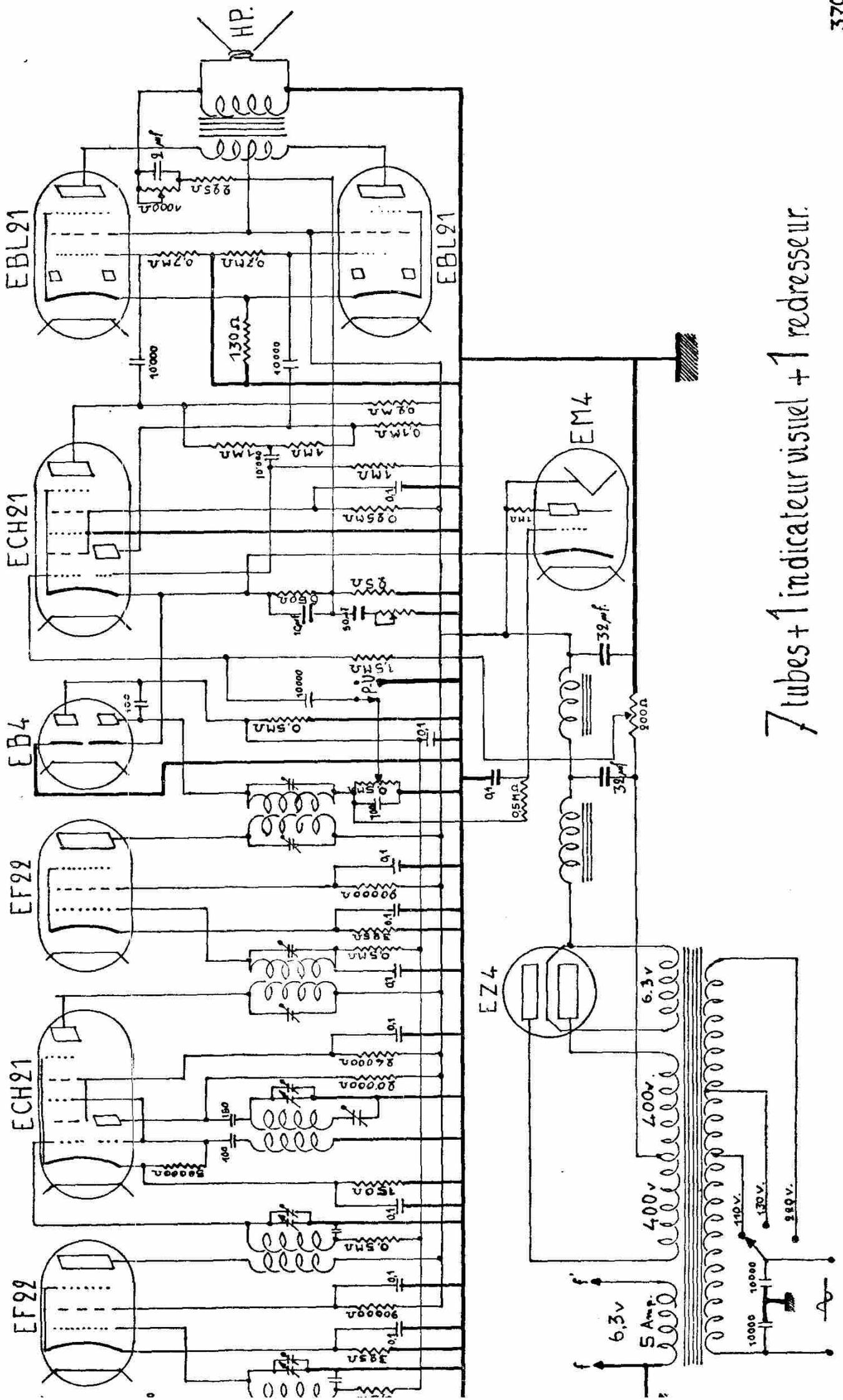
sur le dernier tube. Ceci est permis sur ce récepteur sensible, mais n'aurait pas convenu au précédent où la diode attaque directement la lampe de sortie sans amplification de tension intermédiaire.

**Un récepteur à 9 étages, 7 tubes + 1 indicateur visuel  
+ 1 redresseuse**  
(fig. 177)

1. Amplificateur HF	EF22
2. Oscillateur local	} ECH21
3. Changeur de fréquence	
4. Amplificateur MF	
5. Détecteur	} EB4
6. Régulateur	
7. Amplificateur de tension	} ECH21
8. Inverseur de phase	
9. Amplificateur BF de puissance push-pull, classe A/B	} 2 EBL2
Indicateur visuel	EM4
Redresseuse biplaque	EZ4

Un récepteur très sensible, puissant et fidèle.

On trouvera dans ce récepteur l'ECH21 utilisé comme amplifi-



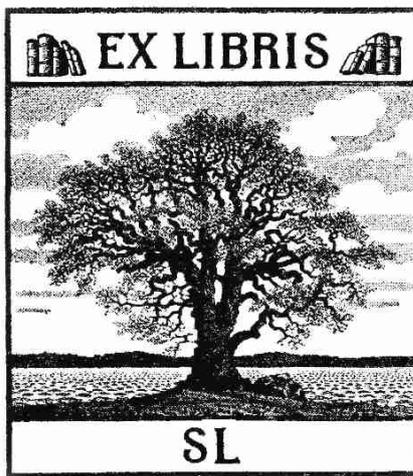
7 tubes + 1 indicateur visuel + 1 redresseur.

Fig. 177.

cateur BF de tension et inverseur de phase. Il y a réaction négative entre plaque et grille de la partie triode, puis réaction négative avec correction des aigus et des graves entre la bobine mobile et l'entrée de l'amplificateur BF.

Ce récepteur est tout indiqué pour la reproduction des disques au moyen d'un pick-up.

Fin du Tome II.



Numérisé en Avril 2025 par F1CJL , 300dpi

# TABLE DES MATIÈRES

	Pages
Avant-propos . . . . .	7
Formules utilisées dans le tome II . . . . .	9

## CHAPITRE I

### CONDENSATEURS ET BOBINES

#### Les condensateurs

Capacité d'un condensateur . . . . .	13
<i>Capacité de plusieurs condensateurs associés :</i>	
Association en parallèle . . . . .	14
Association en série . . . . .	14
Utilisation pratique de ces associations dans le domaine de la radioélectricité	14
<i>Fonctionnement des condensateurs : analogie hydraulique . . . . .</i>	15
I. Le condensateur est court-circuité . . . . .	16
II. Le condensateur shunte une résistance . . . . .	17
III. Charge et décharge d'un condensateur . . . . .	17
IV. Charge d'un condensateur à travers une résistance . . . . .	18
V. Décharge d'un condensateur à travers une résistance . . . . .	19
VI. Comportement d'un condensateur en présence d'une tension continue mais variable . . . . .	20
VII. Comportement d'un condensateur aux bornes d'une source de courant alternatif . . . . .	20
Résistance apparente d'un condensateur en courant alternatif . . . . .	22
Rappel . . . . .	22
Pulsation ou vitesse angulaire . . . . .	22
Condensateurs et courant alternatif . . . . .	23
Représentation graphique de l'impédance . . . . .	23
Exemple de calcul . . . . .	24
Un chiffre que le technicien doit connaître de mémoire . . . . .	25
<i>Les condensateurs utilisés en T. S. F.</i>	
Classification . . . . .	26
Condensateurs fixes au papier paraffiné . . . . .	26
» fixes au mica . . . . .	26
» ajustables au mica . . . . .	26
» variables au mica . . . . .	27
» fixes à air . . . . .	27
» ajustables à air . . . . .	27
» variables à air . . . . .	27
» électrolytiques et électrochimiques . . . . .	28
Terminologie . . . . .	29

## Les bobines

Loi de Lenz . . . . .	30
<i>Fonctionnement d'une bobine :</i>	
En courant continu . . . . .	30
» alternatif . . . . .	30
Représentation graphique de l'impédance d'une bobine . . . . .	31
Exemple de calcul . . . . .	31
Terminologie . . . . .	32

## Les circuits oscillants

Formule de Thompson . . . . .	33
Exemple de calcul . . . . .	35
Représentation graphique de la résonance . . . . .	36
Courbe de résonance . . . . .	39
Circuit oscillant parallèle . . . . .	40
Circuit oscillant série . . . . .	40
<i>Forme des lames d'un condensateur variable</i> . . . . .	40
Condensateur à variation linéaire de capacité . . . . .	41
»    »    »    »    » longueur d'onde . . . . .	43
»    »    »    »    » fréquence . . . . .	45

## CHAPITRE II

### QUELQUES NOTIONS ELEMENTAIRES RELATIVES AUX LAMPES A PLUSIEURS ELECTRODES

#### Triodes - Tétrodes - Pentodes

<i>Qualités et défauts de la lampe triode</i> . . . . .	49
1 <sup>er</sup> défaut : Difficulté d'amplifier les fréquences élevées . . . . .	49
2 <sup>e</sup> défaut : Peu de sélectivité du circuit d'accord . . . . .	52
3 <sup>e</sup> défaut : Gain faible par étage . . . . .	52
Remède . . . . .	53
<i>Tubes tétrodes</i> . . . . .	55
Comment se calcule le gain d'une tétrode . . . . .	56
Défauts de la lampe tétrode . . . . .	58
<i>Tubes pentodes</i> . . . . .	63
La lampe à pente variable . . . . .	64
<i>Quel tube utiliser ?</i> . . . . .	67

## CHAPITRE III

### PERFECTIONNEMENTS APPORTES PETIT A PETIT AU CHANGEUR DE FREQUENCE DE 1925

<i>Les lampes multiples</i> . . . . .	68
<i>Fonctionnement et utilisation de l'octode</i> . . . . .	70

	<b>Pages</b>
<i>La détection</i> . . . . .	74
Détection quadratique et détection linéaire . . . . .	76
Les détecteurs diodes . . . . .	77
Conclusions . . . . .	77
La résistance de détection $R_d$ . . . . .	78
Le condensateur de détection $C_d$ . . . . .	79
La détection par tube diode-triode et diode-penthode . . . . .	80
L'ancienne détection grille par condensateur shunté . . . . .	81
<i>Contrôle automatique de la sensibilité</i> . . . . .	81
<i>Régulation simple</i> . . . . .	82
Antifading . . . . .	85
Régulation par diode-triode ou par diode-penthode . . . . .	85
<i>La régulation différée</i> . . . . .	87
Détection et régulation différée par tube double diode à cathodes séparées.	88
<i>Régulation amplifiée</i> . . . . .	89
<i>Contrôle visuel et indicateurs visuels d'accord</i> . . . . .	92
1° Le milliampèremètre . . . . .	92
2° Le tube au néon . . . . .	94
3° L'indicateur visuel par tube à rayons cathodiques . . . . .	97
Les rayons cathodiques . . . . .	97
L'« œil magique » . . . . .	98
<i>Raccordement de chacun des systèmes</i> . . . . .	101
A. Le milliampèremètre . . . . .	101
B. Le tube au néon . . . . .	101
C. Le tube à rayons cathodiques . . . . .	101
1. Régulation par simple diode . . . . .	102
2. Régulation simple par diode-triode ou diode-penthode . . . . .	102
3. Régulation différée par tube duodiode-triode ou duodiode-penthode . . . . .	104
4. Régulation différée par tube duodiode à cathodes séparées . . . . .	104
5. Régulation amplifiée et différée . . . . .	105

## CHAPITRE IV

### QUELQUES DEVELOPPEMENTS RELATIFS AUX CHANGEURS DE FREQUENCE

<i>Choix de la fréquence intermédiaire</i> . . . . .	106
Historique du choix de la fréquence intermédiaire . . . . .	107
1 <sup>er</sup> stade . . . . .	107
2 <sup>e</sup> stade . . . . .	109
3 <sup>e</sup> stade . . . . .	111
La fréquence locale doit être plus grande que la fréquence incidente . . . . .	111
<i>Possibilité d'alignement des circuits d'accord et d'hétérodyne</i> . . . . .	114
1 <sup>re</sup> solution . . . . .	114
2 <sup>e</sup> solution . . . . .	114
3 <sup>e</sup> solution . . . . .	115

	Pages
Action du trimmer . . . . .	116
Action du padding . . . . .	117
Explication graphique . . . . .	117
Exemple de calcul des bobinages d'accord . . . . .	120
Etude du circuit d'accord . . . . .	122

## CHAPITRE V

### REGLAGE ET ALIGNEMENT DES RECEPTEURS A CHANGEMENT DE FREQUENCE

Instruments de mesure et de contrôle . . . . .	127
Le galvanomètre à cadre mobile . . . . .	127
Le voltmètre à cadre . . . . .	128
Le voltmètre à cadre pour courant alternatif . . . . .	128
L'ampèremètre et le milliampèremètre . . . . .	129
L'ampèremètre et le milliampèremètre pour courant alternatif . . . . .	129
L'outputmètre ou voltmètre de sortie . . . . .	129
Autres instruments dérivés du galvanomètre . . . . .	130
L'hétérodyne modulée . . . . .	130
Le lampemètre . . . . .	130
Le voltmètre à lampe . . . . .	130
Réglage et alignement à l'outputmètre . . . . .	131
Réglage et alignement à l'aide du voltmètre . . . . .	136
»   »   »   à l'aide de l'indicateur visuel . . . . .	138
»   »   »   à l'aide du voltmètre à lampe . . . . .	139
»   »   »   par l'amateur sans instrument . . . . .	139

### GENERALITES SUR L'AMPLIFICATION A BASSE FREQUENCE

Rôle et définition . . . . .	143
Caractères des amplificateurs HF, MF et BF . . . . .	144
Notre but . . . . .	145
Amplification de puissance et amplification de tension . . . . .	145

## CHAPITRE VI

### AMPLIFICATION DE TENSION

<i>Cas de la triode</i> . . . . .	147
La résistance de cathode $R_k$ . . . . .	147
Le condensateur de découplage $C_k$ . . . . .	148
Calcul du condensateur de découplage . . . . .	149
La résistance de charge $R_u$ . . . . .	151
La résistance de grille $R_g$ . . . . .	156
Le condensateur de liaison $C_l$ . . . . .	156
L'ensemble $R_u$ , $R_g$ , $C_l$ (impédance de charge) . . . . .	158
Caractéristiques statiques et dynamiques du tube triode . . . . .	160
Comment faire travailler une triode . . . . .	162
Droite de charge . . . . .	163
Comment fonctionne le tube avec résistance de charge . . . . .	164
Gain . . . . .	164

	Pages
Calcul de $R_k$ . . . . .	165
Calcul de $C_k$ . . . . .	165
Défaut de tous les raisonnements du § « Caractéristiques statiques et dynamiques » . . . . .	166
Un exemple pratique . . . . .	166
Pente de la caractéristique dynamique . . . . .	169
<i>Cas de la penthode</i> . . . . .	170
Un exemple pratique . . . . .	171
Calcul de la résistance d'écran $R_e$ . . . . .	173
Calcul de $R_k$ . . . . .	173
Calcul du gain . . . . .	173
<i>Triode ou penthode</i> . . . . .	174
Calcul des résistances et condensateurs de l'EBC 3 . . . . .	176
Calcul des résistances et condensateurs de l'EF 6 . . . . .	176
<i>On ne possède pas les graphiques des caractéristiques</i> . . . . .	178
56, triode américaine . . . . .	178
6 j 7, penthode américaine . . . . .	180

## CHAPITRE VII

### AMPLIFICATION DE PUISSANCE

Rôle . . . . .	182
Puissance dissipée . . . . .	182
Puissance modulée . . . . .	184
Impédance de charge . . . . .	184
<i>Cas de la triode</i> . . . . .	185
Puissance modulée . . . . .	185
Distorsion . . . . .	187
Choix de l'impédance de charge . . . . .	189
Puissance modulée et distorsion en fonction du signal appliqué à la grille. . . . .	189
Choix de l'impédance de charge . . . . .	194
Tensions supérieures à la tension anodique . . . . .	195
Calcul de $R_k$ . . . . .	195
Calcul de $C_k$ . . . . .	195
<i>Cas de la penthode</i> . . . . .	196
D'autres zones interdites . . . . .	197

## CHAPITRE VIII

### LES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE A PLUSIEURS TUBES

<i>Amplificateurs de puissance à deux tubes montés en parallèle</i> . . . . .	200
Caractéristiques d'un tel ensemble . . . . .	200
Impédance de charge : Triodes . . . . .	201
Penthodes . . . . .	202
Puissance modulée et distorsion . . . . .	202

#### Les montages push-pull

Tensions en phase — Tensions non en phase . . . . .	202
Autres constatations . . . . .	206
Première idée du push-pull . . . . .	209

	Pages
<i>L'inversion de phase :</i>	
a) Inversion par transformateur . . . . .	210
b) Montage cathodyne . . . . .	211
c) Déphasage par un tube . . . . .	214
d) Une variante intéressante . . . . .	217
e) Déphasage par double triode . . . . .	219
f) Déphasage par tube à émission secondaire . . . . .	220
Rôle du transformateur de sortie . . . . .	224
Avantages des montages push-pull . . . . .	225

## CHAPITRE IX

### LA CLASSIFICATION DES AMPLIFICATEURS

Un rappel . . . . .	228
Classification des amplificateurs . . . . .	229
<i>Classe A</i> . . . . .	232
Montage avec un seul tube de sortie triode . . . . .	232
Montage avec un seul tube de sortie penthode . . . . .	237
Montage avec deux ou plusieurs tubes en parallèle . . . . .	240
Montage push-pull à deux triodes . . . . .	240
Caractéristique dynamique composée . . . . .	242
Quelques réflexions que pourrait se faire le lecteur . . . . .	243
Réalisation pratique . . . . .	245
Montage push-pull de deux penthodes . . . . .	245
Représentation graphique de l'amplification et de la distorsion au moyen de la caractéristique dynamique composée . . . . .	246
Réalisation pratique . . . . .	248
<i>Classe B 1</i> . . . . .	248
Push-pull de triodes, classe B 1 . . . . .	249
Puissance encore accrue . . . . .	252
Push-pull de penthodes classe B 1 . . . . .	253
<i>Classe B 2</i> . . . . .	253
<i>Classe A/B</i> . . . . .	257
Avantages du push-pull classe A/B . . . . .	257
Comment se comportent les deux tubes montés en push-pull classe A/B . . . . .	258
Push-pull de penthodes classe A/B . . . . .	258
Représentation graphique . . . . .	260
Push-pull de triodes, classe A/B . . . . .	261
Triodes ou penthodes ? . . . . .	262

## CHAPITRE X

### CONTROLE ET CORRECTION DE LA TONALITE

L'antique « Tone-control » . . . . .	263
<i>Les filtres de tonalité :</i>	
Relèvement des fréquences élevées . . . . .	267
Relèvement des sons graves . . . . .	269

	Pages
<i>La contre-réaction ou réaction négative</i> . . . . .	271
En quoi consiste la réaction . . . . .	271
Théorie sommaire de la réaction négative . . . . .	272
Gain en tension et gain en puissance . . . . .	273
Réalisation pratique . . . . .	275
Correction des aigus et des graves :	
Son graves . . . . .	277
Sons aigus . . . . .	279
Correcteur aigu et grave . . . . .	281

## CHAPITRE XI

### L'ALIMENTATION

I. <i>Alimentation par batteries d'accumulateurs haute et basse tensions et tension de polarisation</i> . . . . .	282
II. <i>Alimentation totale par batteries de piles sèches</i> . . . . .	283
III. <i>Alimentation par le réseau alternatif :</i>	
Source de tension <i>a</i> . . . . .	283
Source de tension <i>b</i> . . . . .	283
Source de tension <i>c</i> . . . . .	284
IV. <i>Alimentation par le courant continu</i> . . . . .	285
Source de tension <i>a</i> . . . . .	286
Source de tension <i>b</i> . . . . .	287
Source de tension <i>c</i> . . . . .	288
V. <i>Alimentation totale par une seule batterie de six volts</i> . . . . .	288
1. Commutatrice . . . . .	289
2. Vibreur . . . . .	289
3. Convertisseur . . . . .	289

## CHAPITRE XII

### QUELQUES MONTAGES REALISABLES

Nombre d'étages, nombre de tubes . . . . .	291
<i>Les tubes « clefs »</i> . . . . .	292
Caractéristiques générales . . . . .	292
Caractéristiques particulières . . . . .	294
<i>Un récepteur à 6 étages, 3 tubes + 1 redresseuse</i> . . . . .	299
<i>Un récepteur à 7 étages, 3 tubes + 1 indicateur visuel + 1 redresseuse</i> . . . . .	300
<i>Un récepteur à 9 étages, 7 tubes + 1 indicateur visuel + 1 redresseuse</i> . . . . .	301