

Il y aura fonctionnement en régime A pour les faibles excitations de grille et fonctionnement en régime B quand la puissance exigée sera plus grande.

Aux petites amplitudes, le régime AB est caractérisé par une distorsion plus faible que dans le régime B.

**215. Charge optimum d'un tube triode en régime A.** — On obtient le maximum de gain en tension d'un étage quand la charge anodique est aussi grande que possible. Mais nous avons montré que le gain en tension n'avait aucun sens quand il s'agit de la puissance.

1° *Excitation de grille donnée.* — Cherchons à exprimer quelle est la puissance fournie en fonction d'une excitation de grille donnée  $V_g$  et pour une résistance de charge  $R_p$ ; la résistance intérieure du tube étant  $R_i$ .

La tension maximum développée aux bornes de  $R_p$  est :

$$\mu V_g \frac{(R_p)}{R_p + R_i}$$

La puissance correspondante est proportionnelle à <sup>1</sup> :

$$\left( \frac{\mu V_g R_p}{R_p + R_i} \right)^2 \times \frac{1}{R_p}$$

Elle est de la forme  $B \frac{R_p}{(R_p + R_i)^2}$

puisque  $\mu$  et  $V_g$  sont constants.

On peut montrer mathématiquement que le maximum de cette expression est réalisé pour la condition  $R_p = R_i$ . En conséquence, nous arrivons à la conclusion que :

Pour obtenir la puissance maximum d'un tube triode, pour une tension d'attaque donnée, la résistance de charge doit être égale à la résistance interne.

2° *Tension de plaque donnée.* — C'est le problème que l'on rencontre le plus généralement. La tension anodique maximum est fixée par le constructeur de la lampe utilisée. On est libre de choisir la tension d'attaque entre certaines limites qui sont :

a) d'un côté, naissance d'un courant de grille;

b) de l'autre côté, utilisation de la courbure inférieure de la caractéristique.

Puisque nous nous limitons aux conditions ci-dessus, nous admettons — comme nous l'avons fait d'ailleurs jusqu'ici — que la caractéristique statique est une droite.

1. Dans un circuit ohmique on a :  $W = \frac{E^2}{R}$

Traçons celle-ci (fig. 164). La caractéristique dynamique sera une autre

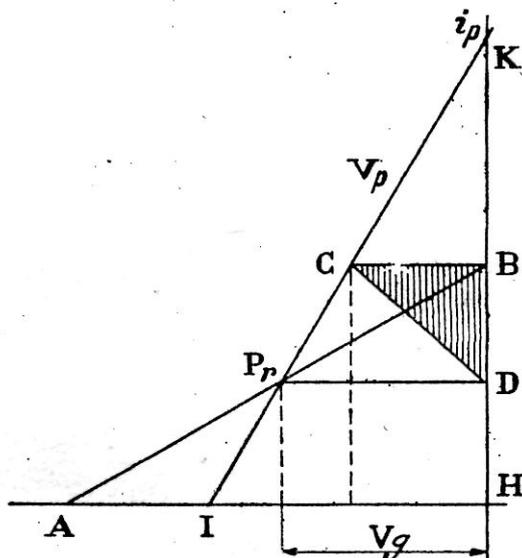


Fig. 164.

droite, comme AB, dont l'inclinaison dépendra d'ailleurs de l'impédance d'utilisation  $R_p$ . Nous savons, d'ailleurs, que cette inclinaison est donnée par

$$p' = \frac{p}{\left(1 + \frac{R_p}{R_i}\right)}$$

l'inclinaison de la caractéristique statique étant  $p$ .

La puissance fournie par le tube est<sup>1</sup> :

$$W = \frac{1}{2} V_p I_p$$

$V_p$  et  $I_p$  étant les valeurs maxima.

Dans le cas considéré, la puissance sera aussi grande que possible quand l'excitation de grille aura une amplitude maximum égale à la polarisation.

Dans la figure 164 nous avons :

$$BD = I_p \text{ et } BC \text{ qui est la réaction d'anoïde (voir n° 162) } = \frac{V_p}{\mu}$$

$$\text{On a donc : } W = \frac{1}{2} V_p I_p = \frac{\mu}{2} BD \cdot BC. \quad (1)$$

La puissance est donc proportionnelle à l'aire hachurée du triangle DBC, appelé parfois, pour cette raison, le *triangle de puissance*.

Il faut maintenant chercher pour quelle position l'aire du triangle est maximum. Nous sommes déjà assuré que ce maximum existe. En effet : une impédance d'utilisation tendant vers zéro réduit le triangle à

1. Voir Tome I, page 167, n° 152.

une ligne (Le point C se déplace vers le haut). Quand le déplacement a lieu vers le bas, le triangle tend à se confondre avec la ligne P, D et la surface est encore nulle.

Le point P, a naturellement été choisi au milieu de la caractéristique dynamique.  $AP, = P, B$ . Il en résulte que D est au milieu de BH, et qu'en conséquence  $BD = DH$ .

Cherchons une autre expression de la puissance.

$$\text{On a : } \frac{BK}{BC} = p = \frac{\mu}{R_i} \quad \text{d'où} \quad BC = \frac{BK \times R_i}{\mu}$$

et aussi  $BD = \frac{BH}{2}$ . En remplaçant dans (1) il vient :

$$W = \frac{R_i}{4} BH \times BK.$$

L'élément variable de la puissance est le produit  $BH \times BK$  et nous savons que  $BH + BK = KH = \text{constante}$ . On peut montrer que, dans ce cas, le maximum a lieu pour  $BH = BK$ .

D'autre part on a :

$$p = \frac{KD}{P, D} \quad \text{et} \quad p' = \frac{BD}{P, D} \quad \text{d'où} \quad \frac{p'}{p} = \frac{KD}{BD} = 3.$$

Ce qui est évident parce que  $KD = 3 BD$  puisque D est le milieu de BH et que B est le milieu de KH.

Enfin nous savons que :

$$p' = \frac{p}{1 + \frac{R_p}{R_i}} \quad \text{ou} \quad \frac{p}{p'} = 1 + \frac{R_p}{R_i}.$$

Nous pouvons donc écrire :

$$1 + \frac{R_p}{R_i} = 3 \quad \text{d'où} \quad \frac{R_p}{R_i} = 2 \quad \text{ou} \quad R_p = 2R_i.$$

**Conclusion.** — *Le maximum de puissance disponible a lieu pour une impédance de charge égale à deux fois l'impédance du tube.*

**216. Charge optimum d'un tube tétrode ou penthode.** — Le problème est beaucoup plus simple que s'il s'agit d'un tube triode parce que la caractéristique dynamique se confond avec la caractéristique statique<sup>1</sup>. Pour une excitation de grille donnée la puissance est

$$W = \frac{R_p I_p^2}{2}.$$

On peut donc en déduire que la puissance croît comme

$R_p$  ; c'est-à-dire que, plus l'impédance de charge est grande et plus la

1. En réalité cette simplification n'est pas toujours légitime avec les tubes modernes.

puissance transmise sera élevée. Mais il ne s'agit là que d'une conception théorique. En effet, pratiquement, il faut que le point de fonctionnement se déplace exclusivement dans la partie droite et qu'à aucun moment la grille ne devienne positive. Ainsi se trouve limitée la puissance qu'un tube penthode peut fournir en classe A.

D'autres considérations viendront encore fournir une limitation. Nous avons constaté plus haut que, dans un tube tétrode la tension instantanée d'anode doit demeurer plus grande que la tension d'écran.

Dans une penthode, le point de fonctionnement sur la droite de charge ne doit pas couper des parties trop fortement coudées (voir, par exemple, fig. 136) (voir aussi plus loin. Influence de la résistance de charge sur la distorsion, § 222). Soit, par exemple,  $V_l$  cette limite.

La tension instantanée minimum d'anode est alors :  $V_p - V_l$ .

Mais  $V_p = R_p I_p$ .

D'où l'on tire finalement :

$$R_p \leq \frac{V_p - V_l}{I_p} \quad (1)$$

Il faut remarquer que la résistance intérieure de la lampe n'intervient pas dans cette formule. C'est parce que dans ce qui précède, nous avons admis que  $R_p$  était très largement inférieur à  $R_i$ .

Il convient de retenir que, dans le cas d'un tube de sortie triode l'impédance d'utilisation est théoriquement déterminée par des considérations sur le rendement et sur la puissance utile. Dans le cas d'un tube penthode, ces considérations ne portent que sur la *distorsion*.

Quand on utilise un tube triode on s'écarte le moins possible de la valeur fixée par la théorie. Nous montrerons cependant qu'il peut y avoir des écarts assez grands. Quand, au contraire, on utilise un tube penthode on ne cherche même pas à s'approcher de la valeur correspondant au maximum de rendement. On serait alors conduit à utiliser le tube avec des tensions instantanées d'anode pouvant tomber jusqu'à zéro. Il en résulterait nécessairement une distorsion inadmissible.

On peut, toutefois, se proposer de déterminer quelle est la valeur maximum admissible pour l'impédance d'utilisation.

Admettons que la caractéristique dynamique  $i_p/v_g$  d'une penthode soit confondue avec sa caractéristique statique (fig. 165).

Prenons précisément, pour simplifier, le cas extrême où la tension anodique instantanée descend jusqu'à zéro.

Soit  $I$ , l'intensité de courant anodique de repos. Si l'on admet le cas

idéal où la caractéristique est parfaitement droite, on a évidemment :

$$I_{pM} = I_r = \frac{OB'}{2}$$

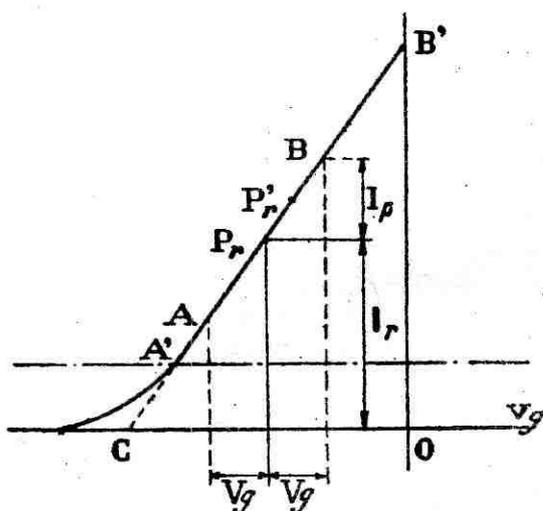


Fig. 165.

D'après la formule (1) la valeur limite pour  $R_p$  ou  $R_{pM}$  est :

$$R_p = \frac{V_p - 0}{\frac{OB'}{2}} \text{ ou } \frac{V_p}{I_r}$$

Ce qui nous donne un moyen extrêmement simple de déterminer l'impédance d'utilisation qui convient, au maximum, à une penthode donnée : Il suffit de diviser la valeur de la tension plaque par l'intensité de courant normale. Par exemple, le tube penthode EL3 a un courant anodique de 36 mA sous 250 volts. L'impédance d'utilisation sera :

$$\frac{250}{0,036} \text{ soit } 7.000 \text{ ohms environ.}$$

Autre exemple : le tube KL4 a un courant de 7 mA sous 135 volts. L'impédance d'utilisation sera de :

$$\frac{135}{0,007} \text{ ou } 19.000 \text{ ohms environ.}$$

Ces chiffres sont précisément ceux que donnent les constructeurs.

En adoptant une impédance trop grande, on pourrait augmenter le rendement en puissance du tube, mais ce serait au détriment de la qualité acoustique.

**217. Rendement maximum.** — 1. *Régime A.* Au régime d'utilisation maximum le point de fonctionnement décrit toute la caractéristique depuis l'annulation du courant anodique jusqu'à la valeur maximum  $OB'$  correspondant à zéro volt grille.

La puissance empruntée à la source anodique est :

$$V_p I_r$$

La puissance modulée est :  $\frac{1}{2} R_p I_p^2$ .

Le rendement est donc  $r = \frac{1}{2} \frac{R_p I_p^2}{V_p I_r}$  dont le maximum admissible correspond à la valeur limite de  $R_p$  que nous avons déterminée plus haut, c'est-à-dire  $\frac{V_p}{I_r}$ . En remplaçant par cette valeur nous trouvons :

$$r = \frac{1}{2} \frac{V_p \times I_p^2}{V_p \times I_r^2}$$

La valeur limite de  $I_p$  est précisément  $I_r$  (voir fig. 165) et celle de  $V_p$  est précisément :  $V_p$ .

D'où rendement maximum =  $\frac{1}{2}$  ou 50 %.

2. *Régime B.* — Le rendement en régime B (Voir Mesny, tome II, page 69) est donné par la formule :

$$r = \frac{\pi}{4} \frac{V_p}{V_p}$$

$V_p$  étant l'amplitude maximum de la tension d'anode et  $V_p$  la tension plaque.

Sa limite extrême est donc  $\frac{\pi}{4}$  c'est-à-dire environ 75 %.

**218. Constantes optima pour les tubes de puissance pentodes ou tétrodes.** — La puissance fournie par un tube à résistance interne élevée (pentode, tétrode, etc...) est :

$$W = \frac{1}{2} V_p I_p$$

Si  $p$  est la pente, nous pouvons écrire :  $p = \frac{I_p}{V_g}$  d'où :  $I_p = p \times V_g$ .

D'où :  $W = \frac{1}{2} V_p \times V_g \times p$ .

$V_p$  est égale au maximum à la tension anodique. C'est donc une valeur fixée par construction.

La formule précédente nous montre que la puissance croît comme l'excitation de grille; ce qui n'est pas étonnant.

Pour une même tension d'excitation, elle croît comme la *pente de la caractéristique*. C'est pour cette raison que les constructeurs négligent le plus souvent d'indiquer le coefficient d'amplification des tubes penthodes de puissance. Plus la pente est élevée et plus le tube fournira une grande puissance pour une plus faible excitation de grille.

**219. Sensibilité d'un tube de puissance.** — La sensibilité d'un tube de puissance est cette qualité qui lui permet de fournir une puissance plus grande pour une excitation de grille donnée, ou, réciproquement, d'exiger une plus faible excitation de grille pour fournir une puissance donnée.

Certains constructeurs ont proposé de mesurer la sensibilité des tubes de puissance par le chiffre exprimant le nombre de volts d'excitation grille nécessaire pour produire une puissance de 50 milliwatts dans le circuit de plaque, avec l'impédance optimum.

A ce point de vue, les tubes penthodes présentent un avantage considérable.

Par exemple, la sensibilité du tube triode AD1 (15 watts dissipés) est mesurée par 3,3 volts efficaces; celle d'un tube penthode moderne de puissance comparable (EL5 — 18 watts) est mesurée par 0,5 volt efficace.

**220. Les différents types de distorsion.** — On dit qu'il y a *distorsion* dans un amplificateur quand la forme des tensions de sortie ne reproduit pas exactement la forme des tensions d'entrée.

a) *distorsion de fréquence ou distorsion linéaire.*

Le *gain* de l'amplificateur varie avec la fréquence. On sait qu'une tension de forme quelconque peut être considérée comme la résultante d'une tension sinusoïdale, de même fréquence fondamentale, et d'autres fréquences multiples, qui sont les *harmoniques*.

S'il y a *distorsion de fréquence ou distorsion linéaire* le rapport des amplitudes de la fondamentale et des harmoniques est modifié. La fondamentale, ou certains harmoniques, peuvent même être éliminés. Les tensions d'entrée et de sortie n'ont donc plus la même forme. Il y a distorsion.

Ce mode de déformation est généralement produit par les éléments de liaison dans les amplificateurs et fera l'objet d'une étude détaillée dans le tome III.

b) *distorsion d'amplitude ou distorsion non linéaire.*

Le *gain* de l'amplificateur varie avec l'amplitude. Il en résulte qu'une tension sinusoïdale donne, après amplification, naissance à une tension *non sinusoïdale*. En d'autres termes, puisque la tension amplifiée peut être considérée (d'après le théorème de Fourier) comme la somme d'une fondamentale et d'harmoniques nous pouvons en déduire que la distorsion d'amplitude se traduit par l'apparition d'harmoniques indésirables. L'amplitude de ces derniers donnera, d'ailleurs, une mesure de la distorsion.

La distorsion d'amplitude est principalement produite par la courbure des caractéristiques. Suivant la forme des caractéristiques il y a surtout production d'harmoniques pairs (tube triode) ou d'harmoniques impairs (tube penthode).

c) *distorsion par transmodulation.*

La distorsion par transmodulation est, si l'on veut, une complication de la distorsion d'amplitude. Cette dernière est peu importante si la tension d'entrée est faible. On peut, en effet, considérer alors que la caractéristique est droite. Il n'en est plus de même si les amplitudes sont très grandes. Si nous introduisons une tension faible à fréquence  $f_1$  à l'entrée de l'amplificateur nous aurons donc peu de distorsion. Supposons que nous introduisons, en même temps une seconde tension  $f_2$  de grande amplitude et de fréquence différente. Le point de fonctionnement se déplaçant dans les régions courbées, il y a distorsion importante, même pour la tension à fréquence  $f_1$ . On constate alors que le courant de sortie comporte, non seulement les fréquences et leurs harmoniques, mais toute une série de *partiels* tels que  $f_1 + f_2$ ;  $f_1 - f_2$ ,  $f_1 + 2f_2$ ,  $f_2 + 2f_1$  etc...

Ce type de distorsion, faible avec les triodes, peut prendre une grande importance avec les penthodes.

d) *distorsion de phase.*

Entre la fondamentale et ses harmoniques il existe certains déphasages. S'il y a modification des relations de phase, on dit qu'il y a *distorsion de phase*. Ce type de distorsion n'a qu'une faible importance pour la reproduction sonore car l'oreille n'est pas sensible à ces déphasages. Il en serait tout autrement s'il s'agissait d'un amplificateur de télévision.

**221. Facteur ou taux de distorsion non linéaire.** — Il est intéressant de pouvoir apprécier à l'aide d'un chiffre la distorsion produite par un amplificateur ou un tube. Dans ce but on applique à la grille du tube une tension purement sinusoïdale :

$$v_g = V_g \cos \omega t.$$

On trouve dans le courant anodique, la composante continue, une composante  $I_1 \cos \omega t$  et des harmoniques successifs :

$$I_2 \cos 2 \omega t, I_3 \cos 3 \omega t, \text{ etc.}$$

Le *taux de distorsion*, ou *facteur de distorsion* est le rapport entre la somme des intensités efficaces des harmoniques et l'intensité de la composante fondamentale. C'est, dans le cas présent :

$$D = \frac{I_{eff_2} + I_{eff_3} + I_{eff_4}}{I_{eff_1}}$$

Il va sans dire que certains harmoniques peuvent manquer et se traduire, par conséquent, par une amplitude nulle.

Le plus souvent on se borne à déterminer l'amplitude des harmoniques des premiers rangs (2, 3, 4, 5 par exemple).

Cette méthode de mesurer la distorsion a pour elle une simplicité de principe. Mais son application soulève certaines difficultés d'ordre pratique. Il est assez délicat de séparer les harmoniques et de mesurer leur amplitude. De plus, on peut faire d'autres objections plus graves encore. En effet, l'expérience montre que l'effet produit sur l'oreille dépend beaucoup du rang des harmoniques. L'oreille accepte beaucoup plus facilement la distorsion produite par les harmoniques pairs. Ainsi deux amplificateurs pourront avoir des taux de distorsion égaux et on trouvera, à l'oreille, que l'un d'eux donne de bons résultats alors que l'autre est insupportable. Pour qu'il en soit ainsi, il suffira que, dans le premier cas, la distorsion soit produite par l'harmonique 2 et par les harmoniques 3 et 5 dans le second cas.

Cette méthode d'apprécier la distorsion ne tient pas compte de la distorsion par transmodulation dont l'importance peut être considérable avec certains tubes pentodes.

On admet généralement que le taux admissible de distorsion est de 0,05 (ou 5 %) et, dans certains cas, de 0,1 (ou 10 %). Les remarques précédentes montrent qu'il ne faut pas attacher trop d'importance au chiffre qui mesure un taux de distorsion. De toute façon ce chiffre ne peut avoir de signification que si l'on définit, en même temps, les conditions de la mesure et, en particulier, la puissance modulée fournie. En effet, un amplificateur peut donner, par exemple, 2 % de distorsion quand il produit 2 watts modulés et 15 % quand il produit 4 watts.

**222. Influence de la résistance de charge sur la distorsion.** — Il n'y aura pas distorsion d'amplitude dans un amplificateur si le gain demeure constant quelle que soit l'amplitude de l'excitation de grille.

En d'autres termes il faut que la caractéristique dynamique soit rigoureusement droite. Mais la forme de la caractéristique dynamique dépend dans une large mesure de la grandeur de l'impédance de charge.

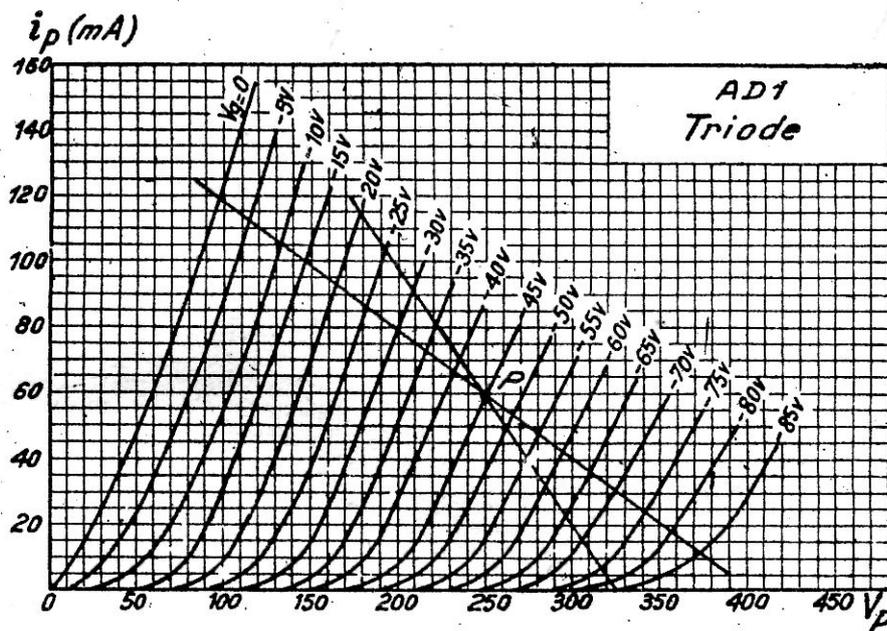


Fig. 166.

D'autre part, l'impédance de charge a été fixée précédemment, en s'imposant la condition de la plus grande puissance possible. Pratiquement on cherchera, autant qu'on le pourra, à concilier cette condition avec celle du minimum de distorsion. On peut assez facilement avoir une idée précise de l'influence de l'impédance de charge sur la distorsion en plaçant la droite de charge dans le réseau des caractéristiques  $i_p/v_g$ .

Prenons, par exemple (fig. 166), le réseau correspondant au tube triode AD<sub>1</sub>. Le constructeur nous fournit la position de repos pour une tension anodique de 250 volts. C'est le point correspondant à une polarisation de 45 volts. Le courant anodique moyen est alors de 60 mA. La résistance interne du tube est de 670 ohms. La charge optimum, d'après la condition de puissance, sera donc de 1.340 ohms. Nous pouvons facilement tracer la droite de charge correspondante. Elle passera par le point P et elle sera telle que son inclinaison soit  $-\frac{1}{R}$  c'est-à-dire ici

$-\frac{1}{1.340}$ . En d'autres termes un écart de 100 volts en abscisse doit corres-

pondre à une variation d'intensité  $\frac{100}{1.340}$  ou 0.075 A.

Il n'y aura pas distorsion si d'égales variations de la tension de grille

correspondent toujours à d'égaux variations d'intensité. Or, pour une variation de 30 volts, dans le sens négatif, correspondant par conséquent à une polarisation totale de  $30 + 45$  ou 75 volts, le courant anodique est pratiquement annulé. Le point de fonctionnement arrive dans une région fortement coudée. En conséquence on peut prévoir que la distorsion sera importante. On peut d'ailleurs préciser cette impression en mesurant à quelles variations de courant correspondent des excitations égales dans les deux sens.

Une variation négative de 30 volts fait passer l'intensité de courant de

60 à 7 mA environ, variation : 53 mA.	}	(Différence 14 mA).
Dans l'autre sens :		
60 à 127 mA environ, variation : 67 mA.		

L'écart de 14 mA pour  $53 + 67 = 120$  mA, soit de 11 % est considérable. Il peut, d'ailleurs, donner une mesure approchée du taux de distorsion.

Si nous faisons tourner la droite de charge autour du point P, nous pouvons constater que, pour une même excitation de grille, l'écart tend à diminuer fortement. Traçons, par exemple, la droite de charge correspondant à 2.500 ohms (pente : 40 mA pour 100 volts). La même excitation conduit aux chiffres suivants :

variation négative de 30 volts — 60 à 22	— variation : 38
variation positive de 30 volts — 60 à 100	— variation : 40.

L'écart est de 2 mA pour  $40 + 38$  ou 78 mA soit moins de 3 %.

Le rendement du tube est nécessairement moins bon — mais la fidélité de reproduction est considérablement meilleure et cela permet de comprendre pourquoi le constructeur recommande, dans le cas présent, une résistance de charge de 2.300 ohms.

Ce même procédé graphique permet également de déterminer le meilleur point de repos, en tenant compte que le constructeur du tube fixe toujours la dissipation anodique maximum du tube.

Avec un tube penthode, la méthode suivie serait exactement la même. La condition limite serait fixée par la nécessité de ne pas utiliser les parties coudées des caractéristiques.

**223. Adaptation d'une impédance.** — Il faut retenir des paragraphes précédents que des conditions précises viennent fixer la valeur optimum de l'impédance d'utilisation d'un tube de puissance quelconque.

Or, il arrive fréquemment que les nécessités de la construction viennent fixer rigidement les éléments qui déterminent cette impédance. Les chiffres auxquels on arrive sont très différents des chiffres optima.

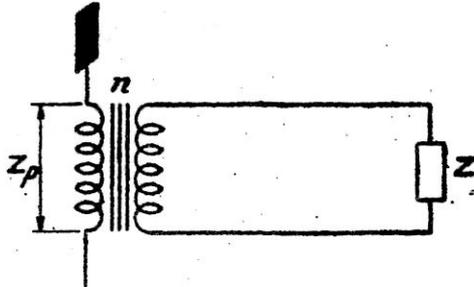


Fig. 167.

Ainsi, par exemple, dans un haut-parleur électrodynamique l'impédance réceptrice est la bobine mobile solidaire du cône. Si l'on mesure cette impédance pour une fréquence moyenne de 1.000 cycles/seconde on trouvera par exemple, qu'elle est inférieure à 10 ohms. Or, l'impédance optimum de charge pour un tube penthode de puissance sera, par exemple, de l'ordre de 7.000 ohms. On est donc loin de compte.

Il ne faut pas songer à augmenter l'impédance de la bobine mobile. En effet, ce résultat ne pourrait guère être obtenu qu'en augmentant le nombre de spires. Mais la place est limitée parce que la bobine doit se mouvoir dans un entrefer très étroit. D'autre part, le poids de la bobine doit être aussi faible que possible, ce qui n'est pas compatible avec une augmentation d'impédance.

Il n'y a donc pas d'autre ressource que d'adapter l'impédance au tube de puissance. Le moyen couramment employé c'est d'intercaler entre les deux éléments un transformateur abaisseur de rapport convenable.

Soit  $Z$  l'impédance du haut-parleur (fig. 167) si le rapport de transformation du transformateur est  $n$ . L'impédance équivalente  $Z_p$  est donnée par la relation simple :

$$Z_p = \frac{Z}{n^2}.$$

Inversement, connaissant  $Z_p$  et  $Z$ , on calculera le rapport de transformation par la formule :

$$n = \sqrt{\frac{Z}{Z_p}}.$$

Dans l'hypothèse — vérifiée en pratique — où la résistance des enroulements du transformateur est négligeable.

Dans l'établissement du transformateur<sup>1</sup> il faudra tenir compte de ce fait que l'enroulement primaire est traversé par la composante continue du courant anodique et que, si des précautions spéciales ne sont pas prises, la saturation du circuit magnétique peut se manifester.

**224. Utilisation de tubes en parallèle (fig. 168).** — Dans le but d'augmenter la puissance fournie par un étage de sortie, sans augmenter

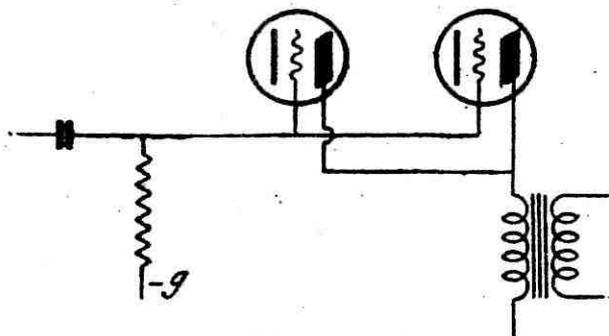


Fig. 168.

la distorsion on peut naturellement utiliser des tubes plus puissants. On peut aussi placer deux ou plusieurs tubes en parallèle. Les tensions d'excitation sont transmises aux deux grilles et les deux plaques débitent dans le même circuit d'utilisation.

Un tel ensemble se comporte comme un seul tube dont le coefficient d'amplification est celui des tubes composants mais dont la pente est doublée. On peut en déduire facilement que la résistance interne est divisée par deux et que, pour obtenir un fonctionnement dans les mêmes conditions, la résistance de charge doit être, elle aussi, divisée par deux. La puissance modulée fournie est alors doublée.

Ces montages n'offrent pas, en général, un intérêt considérable.

Il est très largement préférable d'utiliser un montage symétrique ou montage push-pull.

**225. Montage symétrique ou push-pull. Avantages (fig. 169).** —

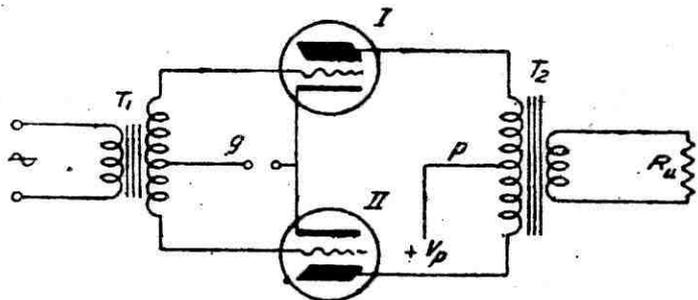


Fig. 169.

1. D'autres considérations permettent de fixer les autres constantes du transformateur. Pour plus de détails voir Tome III, page 332, N° 356.

Le montage *symétrique* ou *push-pull*, très utilisé dans les étages de puissance, est schématiquement représenté sur la figure 169. On voit de suite d'où il tire son nom de *symétrique*.

Les grilles des tubes I et II reçoivent des tensions d'excitation égales mais déphasées de  $180^\circ$ . En d'autres termes, si la tension transmise à la grille I est représentée par la sinusoïde en trait plein, celle que recevra la grille II sera représentée par la sinusoïde en trait pointillé (fig. 170).

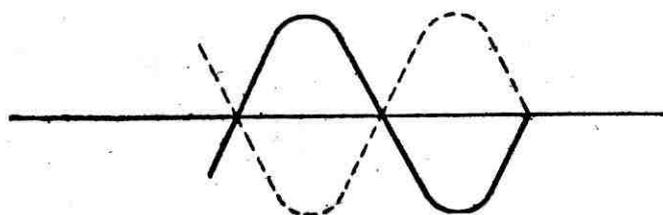


Fig. 170.

On pourra obtenir ce résultat en utilisant un transformateur de liaison comportant une prise médiane au secondaire (fig. 169), mais il existe d'autres moyens que nous étudierons dans le tome III (page 338 et suivantes).

Les composantes variables du courant anodique seront elles-mêmes décalées de  $180^\circ$ . Les effets d'induction seront en phase, grâce à l'action du transformateur  $T_2$ , dont le fonctionnement est évidemment réciproque de celui du transformateur  $T_1$ .

a) *Saturation*. — Parmi les résultats intéressants, on peut déjà noter que les composantes continues dans le transformateur  $T_2$  correspondent évidemment à des champs magnétisants en sens inverse. Si ces deux composantes sont égales, c'est-à-dire si les deux tubes sont identiques, il n'y aura point d'aimantation du circuit magnétique. Il sera beaucoup plus facile d'obtenir une grande inductance et les phénomènes de saturation seront beaucoup moins gênants. Il faut toutefois bien noter que le transformateur de sortie  $T_2$  doit répondre à des conditions spéciales. Si les deux lampes sont identiques, l'induction dans les tôles est nulle au repos mais, en cours de fonctionnement, il existe des variations d'induction instantanées. Si ces dernières sont trop considérables, il peut en résulter des variations correspondantes de *perméabilité*. Il y a, dans ce cas, production de distorsion d'amplitude, par suite des variations du coefficient de self-induction au cours de l'alternance. Les variations relatives de perméabilité sont beaucoup plus faibles avec un étage de sortie simple.

b) *Couplage*. — Dans le circuit *g* (retour du circuit de grille) comme dans le circuit *p* (retour du circuit de plaque), les composantes alternatives

représentées figure 170 sont évidemment superposées. Il est facile de voir que leur résultante *est constamment nulle*. La somme algébrique des amplitudes est, en effet, nulle à chaque moment.

Si l'un de ces circuits comporte une impédance quelconque on ne trouvera aucune différence de potentiel variable entre ses extrémités. Il en résultera cet avantage important que l'impédance en question ne pourra pas constituer un couplage entre les deux tubes. Ce résultat se traduira pratiquement par un fonctionnement beaucoup plus stable de l'amplificateur.

c) *Filtrage*. — Admettons que la tension anodique comporte une composante variable (fig. 170). C'est d'ailleurs le cas général : la source anodique est constituée par un transformateur dont le courant est redressé par une valve, suivie d'un filtre. Si le filtre est imparfait il reste une composante appréciable à 100 périodes/s. Dans les deux enroulements primaires de  $T_2$  les composantes de filtrage relatives à chacun des tubes sont en phase. En conséquence, elles s'annuleront réciproquement et ne produiront aucun courant variable dans  $R_u$ . On peut donc, avec un montage symétrique, utiliser un filtrage beaucoup plus sommaire.

d) *Suppression des harmoniques pairs*. — Nous avons cité cet avantage en dernier non pas parce qu'il est moins intéressant que les précédents, mais parce qu'il est moins évident. Imaginons que chacune des deux lampes I et II produise de la distorsion. En décomposant en série de Fourier nous obtiendrons :

$$\text{Pour le tube I} \quad i_{p1} = i_p + I'_p \cos \omega t + I''_p \cos 2 \omega t + I'''_p \cos 3 \omega t$$

$$\text{Pour le tube II} \quad i_{p2} = i_p - I'_p \cos \omega t + I''_p \cos 2 \omega t - I'''_p \cos 3 \omega t$$

$i_p$ , étant la composante continue,  $I'_p$  les composantes fondamentales. Il est évident, d'après cela, que les quantités affectées du même signe s'annulent et que les autres s'ajoutent. Il en résulte que les composantes continues et toutes les composantes correspondant aux harmoniques pairs sont éliminées.

Or, avec un tube triode, la distorsion est principalement produite par les harmoniques pairs (et tout spécialement l'harmonique II); il en résulte, qu'à puissance égale, pour chaque lampe, elle sera *beaucoup plus réduite*.

**226. Fonctionnement en régime AB et en régime B.** — Dans un montage symétrique, on peut dire que les déformations produites par chaque lampe se compensent dans une large mesure. Il n'est donc plus aussi important d'opérer uniquement sur des régions droites des caractéristiques. Dans ces conditions, on pourra sans doute, choisir une

résistance de charge s'approchant davantage de la valeur optimum.

Bien mieux, on pourra délibérément augmenter la polarisation des tubes, on réduira ainsi l'intensité anodique et on améliorera d'autant le rendement. On obtiendra ainsi le fonctionnement en classe A' ou classe AB. Nous avons observé que l'emploi de ce régime de fonctionnement ne pouvait pas être envisagé avec un seul tube à cause de la distorsion produite. Mais le défaut disparaît complètement avec deux tubes. Il devient même possible d'utiliser le régime B — qui correspond à une annulation complète du courant anodique au repos.

Avec ce mode de fonctionnement, on peut dire qu'un tube reproduit une alternance, alors que l'autre tube reproduit l'alternance suivante. Mais, dans ces conditions, la distorsion est encore relativement grande.

Il faut ajouter que la construction du transformateur de sortie est encore plus délicate. En plus des conditions déjà fixées plus haut, il faut préciser que le *coefficient de dispersion* entre les deux moitiés du primaire doit être aussi faible que possible.

Le régime A/B est particulièrement intéressant. Les chiffres suivants en seront une démonstration convaincante.

Ils sont relatifs au tube triode ADI, mais ils seraient tout aussi nets avec un autre tube penthode ou triode.

	DISTORSION	
	Classe A (1 tube)	Classe AB (2 tubes)
Puissance de sortie : 1 watt modulé.....	2 %	0,25 %
— — 2 — — .....	3 %	0,4 %
— — 3 — — .....	3,5 %	0,5 %
— — 4 — — .....	4,7 %	0,6 %
— — 5 — — .....	6 %	0,75 %
	Puissance fournie en watts	
Pour un taux de distorsion de 1 %.....	0,25	7,5
— — — 2 %.....	1	12

Dans un des cas la résistance de charge est de 2.300 ohms. dans l'autre, elle est de 4.000 ohms.

227. **Caractéristique dynamique composée** (fig. 171). — On peut se rendre compte graphiquement de l'amélioration considérable fournie par l'emploi d'un montage symétrique. On utilisera dans ce but la courbe qu'on pourrait appeler la *caractéristique dynamique composée*. L'intensité de courant résultante pour une tension grille donnée est la somme algébrique des intensités fournies par chaque tube. Les variations ont lieu en sens inverse. On inversera donc les axes sur lesquels on porte les tensions de grille, de telle sorte que le point de coïncidence corresponde à la tension de repos (polarisation). L'exemple ci-contre (fig. 171) (d'après Mesny)

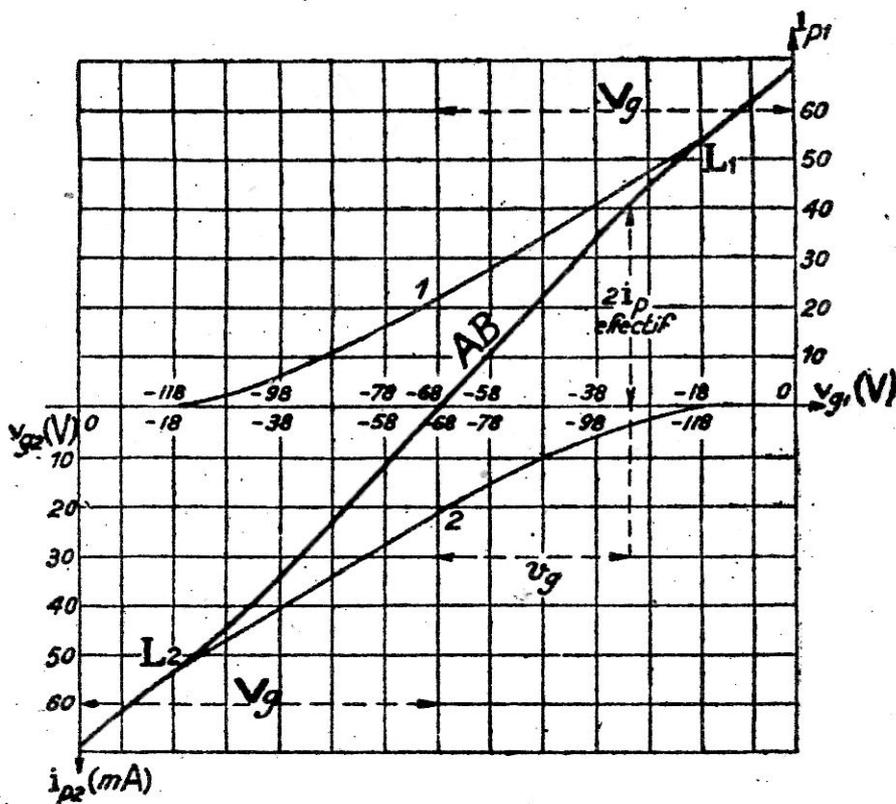


Fig. 171.

est relatif à deux tubes RCA 45 alimentés sous 300 volts, avec une tension de polarisation de 68 volts. Les deux caractéristiques dynamiques 1 et 2, tracées en sens inverse, correspondent à une impédance de charge de 3.900 ohms. La caractéristique composée  $L_2$ ,  $L_1$ , est tracée en faisant la somme algébrique des ordonnées de 1 et de 2. Elle est presque parfaitement droite.

Cette construction a l'avantage de montrer qu'en régime AB, le choix de la tension de polarisation a une très grande importance. Modifier la polarisation, c'est faire glisser les deux caractéristiques l'une par rapport à l'autre. On voit, de la sorte, que la forme de la caractéristique composée dépend évidemment de la position relative de 1 et de 2.

**228. Comparaison entre triode et penthode de puissance.** — Dans les précédents paragraphes, nous avons fait un certain nombre de remarques qu'il est utile de rappeler ici pour permettre une comparaison entre défauts et qualités des tubes triodes et penthodes de puissance.

a) *Sensibilité.* — Le tube penthode est beaucoup plus sensible que le tube triode (voir § 219).

Un tube penthode est toujours plusieurs fois plus sensible qu'un tube triode de même puissance utile.

b) *Rendement.*

1) *En classe A.* — Le rendement maximum d'un tube triode est de l'ordre de 25 %. Dans les mêmes conditions celui du tube penthode atteint 50 %.

2) *En classe B.* — Le rendement de la penthode est encore deux fois plus élevé.

Dans le cas d'un tube penthode, il faudrait, pour être juste, ajouter à la consommation anodique celle de la grille écran; ce qui viendrait diminuer quelque peu le rendement. Toutefois, l'avantage serait encore en faveur du tube penthode.

c) *Distorsion.*

1) *Classe A.* — Si l'on se borne à la considération théorique de la distorsion, l'avantage semble encore être en faveur du tube penthode. Toutefois, il est *très important* de remarquer que la distorsion du tube triode est presque uniquement produite par des harmoniques pairs, alors que la distorsion du tube penthode comporte surtout des harmoniques impairs. *L'expérience montre que ces derniers sont beaucoup plus mal tolérés par l'oreille.*

Cette remarque s'applique tout particulièrement aux penthodes modernes à faible résistance interne. Il devient alors impossible de confondre caractéristique dynamique et statique. La caractéristique dynamique (voir fig. 136) montre un point d'inflexion, c'est-à-dire qu'elle tend à prendre la forme d'une lettre S majuscule. Dans ces conditions, il y a production d'harmoniques impairs. A cet égard, les tubes à distance critique ou à concentration électronique (6L6 25L6, 6V6 etc...) sont bien supérieurs aux tubes penthodes.

On peut donc conclure que, malgré les apparences théoriques contraires, l'avantage est nettement en faveur du tube triode.

2) *Push-pull A ou AB.* — En push-pull classe A ou classe AB la triode marque encore un avantage supplémentaire. Le montage permet, en effet, l'élimination des harmoniques pairs alors que les harmoniques impairs s'additionnent.

d) *Transmodulation*. — L'avantage est très nettement en faveur du tube triode.

e) *Facilité d'emploi*. — La résistance de charge du tube triode peut varier dans des limites assez larges sans amener un fonctionnement défectueux. La valeur optimum est beaucoup plus critique quand il s'agit d'un tube penthode. Enfin la construction du transformateur de sortie est plus délicate.

Dans ces conditions, on peut s'expliquer pourquoi les deux types de tubes sont encore aujourd'hui utilisés. Quand la réduction de la distorsion importe avant tout, on pourra faire appel à un montage push-pull triode classe AB. On sera naturellement amené à prévoir une préamplification beaucoup plus large.

Quand, au contraire, le rendement ou la sensibilité sont les qualités recherchées, on utilisera des tubes penthodes ou à concentration électronique. D'ailleurs il existe des montages permettant de réduire substantiellement la distorsion. Nous allons les étudier dans les paragraphes suivants.

f) *Amortissement*. — On observe, d'une manière générale, qu'un haut-parleur présente un certain nombre de fréquences de résonance. Il y a, d'abord, la résonance générale du système vibrant, puis celle du spider, puis des modes de vibration particuliers du cône, etc... Quand la fréquence d'excitation correspond à une fréquence de résonance il y a, naturellement, une augmentation considérable du rendement électro-acoustique, ou si l'on préfère, de la sensibilité. Le haut-parleur ne présentant pas la même sensibilité pour les différentes fréquences, ne peut, en conséquence, donner une reproduction parfaite.

L'acuité de ces résonances dépend essentiellement de la résistance électrique du circuit branché aux bornes du haut-parleur. De même qu'on fait cesser les oscillations d'un galvanomètre en le shuntant par une résistance *inférieure à la résistance critique*<sup>1</sup>, de même un haut-parleur peut être apériodique ou tout au moins plus fortement amorti si le circuit qui l'alimente a une résistance interne assez faible.

Si le haut-parleur est alimenté par un tube triode moderne, la résistance interne est de l'ordre de quelques centaines d'ohms (670 ohms pour triode AD1) et, tout au plus, de 1.500 ou 2.000 ohms avec d'autres tubes (1.700 pour triode 45). Avec un tube penthode ou tétrode la résistance

1. Le problème des oscillations d'un galvanomètre ou d'un haut-parleur s'étudie exactement, comme celui d'un circuit oscillant. On peut définir un régime apériodique et un régime périodique. Le passage de l'un à l'autre correspond à l'amortissement critique.

interne est toujours de plusieurs dizaines de milliers d'ohms (50.000 pour EL3, 30.000 pour EL5, 22.500 pour 6L6).

L'avantage est donc ici nettement en faveur du tube triode.

### Correction des distorsions par la contre-réaction<sup>1</sup>.

**229. Généralités. Définitions.** — On dit qu'il y a réaction dans un amplificateur quand une fraction de l'énergie recueillie à la sortie est reportée à l'entrée.

Soit, par exemple, un amplificateur (fig. 172) à l'entrée duquel on

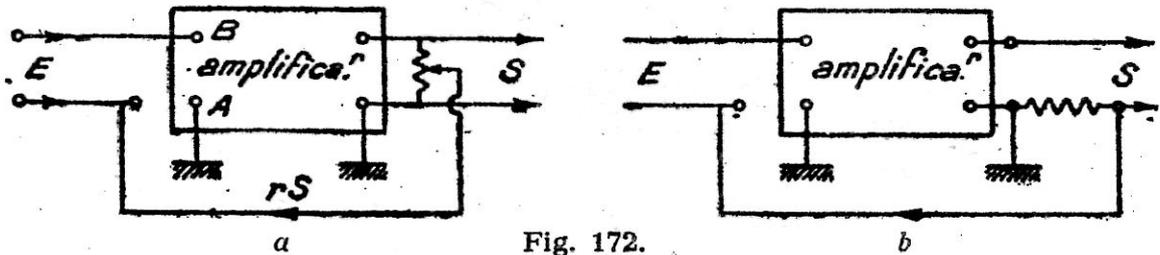


Fig. 172.

introduit une tension  $E$  pour recueillir une tension  $S$  à la sortie. On prélève une fraction  $r$  de cette tension de sortie. On dira que  $r$  est le *taux de réaction*. C'est donc finalement une tension  $rS$  qu'on introduit, de nouveau, entre les bornes d'entrée. La tension réellement appliquée entre les bornes  $AB$  est maintenant  $E + rS$ . Mais cette tension de réaction peut *s'ajouter* à la tension normale d'entrée  $E$  ou au contraire, *s'en retrancher*. Dans le premier cas ( $r$  positif) on dira qu'il y a *réaction positive* ou *régénération* et, dans le second ( $r$  négatif), on dira qu'il y a *réaction négative* ou *contre-réaction* (dégénération, disent les anglo-saxons).

La valeur du gain en tension ou amplification, en l'absence de réaction était :

$$A = \frac{S}{E} \text{ ou } S = E \times A.$$

Cherchons maintenant à exprimer  $A_r$ , gain dans l'amplificateur réactif.

Nous aurons nécessairement  $S = (E + rS) A$ .

Le gain cherché est encore :  $A_r = \frac{S}{E}$ .

$$\begin{aligned} S &= EA + rSA \\ EA &= S(1 - rA) \end{aligned}$$

d'où :

$$A_r = \frac{S}{E} = \frac{A}{1 - rA} \quad (1)$$

1. On lira avec profit notre ouvrage spécial sur cette question : *Ce qu'on doit savoir de la contre-réaction ou réaction négative*. E. Chiron, éditeur.

Cette formule très simple nous permet d'observer que si le taux de réaction est positif, le gain de l'amplificateur est augmenté puisque le dénominateur est plus petit que 1.

On obtiendrait un résultat *à priori* incompréhensible pour des valeurs de  $r$  telles que  $rA$  soit plus grand que 1. En effet le gain tend vers l'infini quand  $rA$  tend vers 1. Mais cette limite n'est pas accessible en pratique car le dispositif cesse d'être amplificateur pour devenir générateur d'oscillations. Nous étudierons plus loin cette circonstance. Nous n'étudierons, pour l'instant, que le cas d'une réaction négative ( $r < 0$ ).

Dans ces conditions le gain de l'amplificateur réactif  $A_r$  est diminué mais l'amplificateur acquiert des propriétés nouvelles.

**230. Signification du facteur A.** — Nous n'avons fait aucune hypothèse sur la nature ou la composition de l'amplificateur. Il peut être, aussi bien, un étage unique qu'un amplificateur composé de plusieurs étages.

1) *Fréquence.* — Le facteur  $A$  exprimant l'amplification dépend de la composition de l'amplificateur, des tubes utilisés, des tensions, de la nature des liaisons et des couplages. C'est parce que  $A$  n'est pas constant en fonction de la fréquence que l'amplificateur présente de la *distorsion de fréquence*. On constatera, par exemple, que

$A = 50$	pour une fréquence de	30 c/s
$A = 100$	— — —	50 c/s
$A = 250$	— — —	150 jusqu'à 5.000 c/s
$A = 100$	— — —	6000 c/s
$A = 50$	— — —	7000 c/s, etc...

Il sera d'ailleurs beaucoup plus simple de condenser tous ces résultats dans une courbe de fréquence. On pourra, avec avantage, remplacer  $A$  par le rapport entre les puissances d'entrée et de sortie exprimé en décibels. On choisira comme niveau zéro celui qui correspond au gain constant dans une large bande de fréquence (250, dans l'exemple cité).

2) *Distorsions. Transmodulation.* —  $A$  peut aussi varier avec l'amplitude de  $E$ . Dans ces conditions, on dit qu'il y a production de distorsion non linéaire. Il en résulte que la forme des tensions de sortie n'est pas exactement la même que celle des tensions d'entrée. En d'autres termes, il y a production d'*harmoniques*. Ces harmoniques sont produits par les courbures de caractéristiques dynamiques — ce sont donc encore les tubes qui sont responsables. Il en est de même pour les composantes amenées par transmodulation.

**231. Effet d'une réaction négative sur le gain.** — Reprenons l'expression  $A_r = \frac{A}{1 - rA}$ . La quantité  $rA$  est appelée *facteur de réaction*. En pratique, elle est plus grande que 1, elle atteint souvent 10 et peut même dépasser 40. Dans ces conditions, on peut admettre que 1 est négligeable par rapport à  $rA$  et, par conséquent, que  $1 - rA$  est sensiblement égal à  $-rA$ .

En conséquence, la formule (1) se ramène à l'expression remarquable suivante :

$$A_r = \frac{A}{-rA} \quad \text{ou} \quad -\frac{1}{r}$$

On voit donc ici que le gain d'un amplificateur réactif dépend uniquement du *taux de réaction*. Il ne dépend nullement des éléments qui entrent dans sa composition et dont l'action peut varier, soit avec la fréquence, soit avec l'amplitude.

La seule réserve c'est que  $-rA$  soit toujours plus grand que 1. Comme  $r$  est constant, il faut que  $A$  demeure assez élevé dans les limites considérées. Il en résulte, cependant, qu'un amplificateur à contre-réaction doit être étudié en respectant certaines conditions, ce que nous préciserons dans le tome III<sup>1</sup>.

Le bénéfice sera d'autant plus grand que  $r$  sera lui-même plus grand. Mais par contre, la perte d'amplification sera d'autant plus grande que  $r$  sera lui-même plus grand puisque le gain se réduit à  $-\frac{1}{r}$ . On peut donc en conclure que le gain sera rendu pratiquement indépendant de la fréquence dans une large mesure. Il ne faut pas oublier que, d'après notre hypothèse de départ, il s'agit de réaction négative. En conséquence  $r$  étant négatif  $-\frac{1}{r}$  est forcément positif. Un gain négatif n'aurait aucune signification. Nous verrons dans le tome III que certains dispositifs correcteurs permettent d'étendre encore davantage l'amélioration de la caractéristique de fréquence.

**232. Limitation de l'amélioration en fréquence.** — Soit, par exemple, un amplificateur dont la caractéristique de fréquence est la courbe I (fig. 173). Les fréquences moyennes sont très largement favorisées. Le gain maximum est  $G_1$ . En appliquant des taux de contre-réaction de plus en plus élevés, nous pourrions obtenir successivement les courbes II, III, IV, à condition de pouvoir nous contenter des gains  $G_2, G_3, G_4$ . On

1. Voir Tome III, page 348 et suivantes.

remarquera que la courbe IV est pratiquement parfaite puisqu'elle est

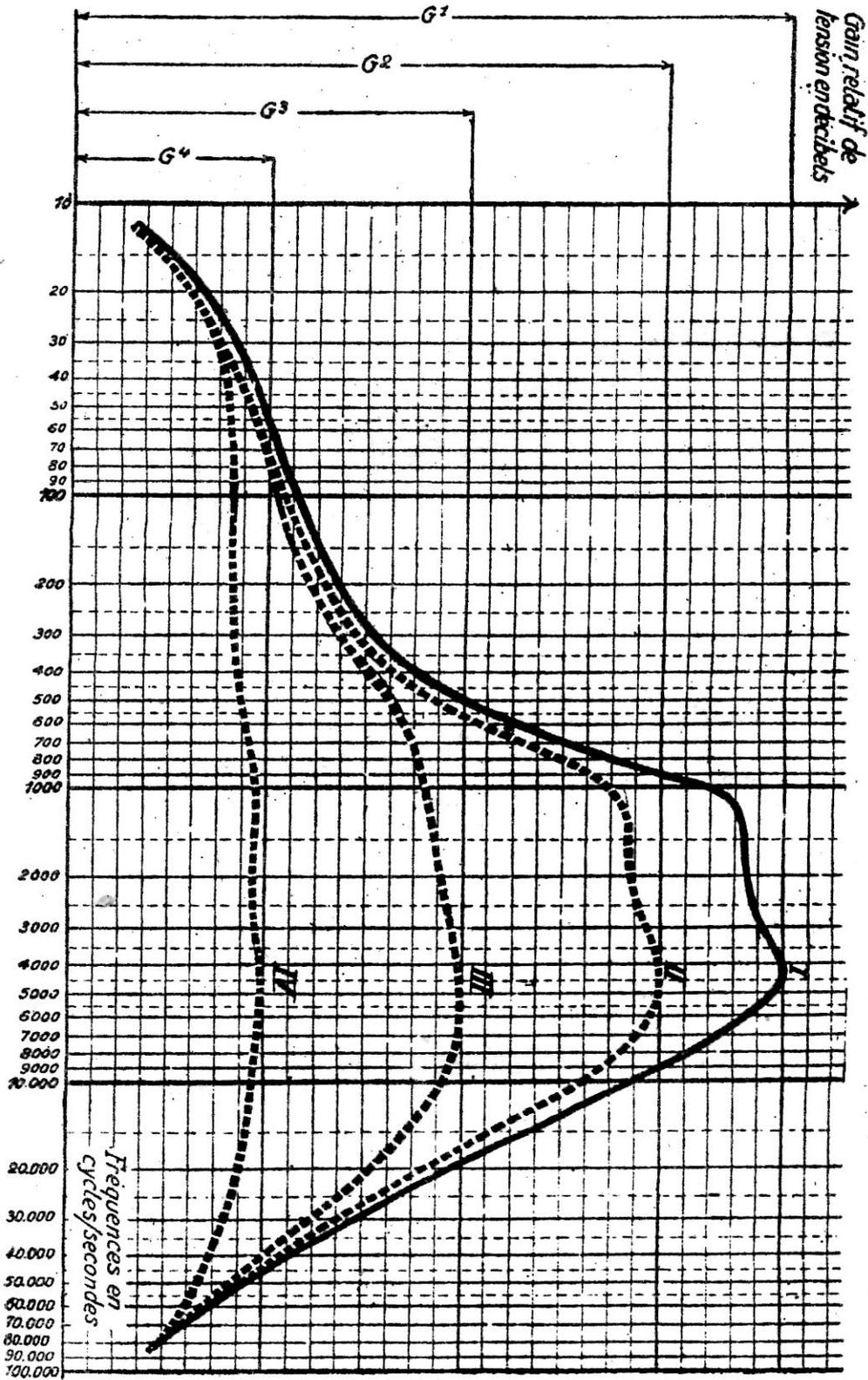


Fig. 173.

constante à 1 décibel près, entre 20 et 20.000 périodes/seconde.

Il faut retenir de cela la constatation très importante que la contre-réaction n'augmente pas l'amplitude des fréquences défailantes mais qu'elle se borne à effacer les « pointes ». Elle ramène le gain au niveau choisi, et déterminé par  $-\frac{1}{r}$ . Mais, pour certaines fréquences, le gain, en l'absence de contre-réaction, serait inférieur à  $-\frac{1}{r}$ , dans ce cas, l'amplification demeure à peu près ce qu'elle serait sans contre-réaction.

Ces observations s'expliquent par l'examen de la formule :

$$A_r = \frac{A}{1 - rA}$$

Soit, par exemple,  $A = 250$  en moyenne et  $r = 0,1$ .

Le gain avec réaction sera de  $\frac{1}{0,1}$  ou 10.

Admettons que, pour une certaine fréquence  $A = 100.000$ .

Le gain exactement calculé avec (1) sera :

$$\frac{100.000}{1 + (0,1 \times 100.000)} = \frac{100.000}{1 + 10.000}$$

c'est-à-dire  $\frac{100.000}{10.001}$  ou 9,9999, etc...

*Ainsi, une amplification 400 fois plus grande pour une fréquence donnée, se traduira par un changement inférieur au 1/10.000.*

Mais supposons que le gain, pour une autre fréquence soit seulement de 2.

Le gain, avec réaction, devient :

$$\frac{2}{1 + (0,1 \times 2)} \text{ ou } \frac{2}{1,2} \text{ ou } 1,65.$$

Pour cette fréquence particulière, la différence sera peu importante et pratiquement inexistante entre le fonctionnement avec, ou sans réaction.

Remarquons, en passant, qu'une réaction positive se traduirait par une prolongation du même phénomène. Les « pointes » seraient davantage amplifiées que les fréquences défailantes si bien que la caractéristique de fréquence serait encore plus mauvaise. C'est, d'ailleurs, grâce à cet effet que l'emploi d'une réaction positive permet d'augmenter presque indéfiniment la sélectivité des circuits accordés.

Les chiffres indiqués ci-dessus montrent bien que, dans tous les cas, il est intéressant de construire l'amplificateur pour donner une bande de transmission aussi large que possible. Pour une amélioration donnée,

il suffira d'appliquer un taux de réaction moins élevé et, par conséquent, de sacrifier moins d'amplification.

**233. Amélioration de la fidélité. Réduction des bruits parasites.**

— On peut considérer la distorsion, tout aussi bien que les bruits surajoutés (ronflements, bruits d'induction, etc...) comme des composantes qui n'existaient pas dans les tensions d'entrée et qui sont présentes dans le courant de sortie.

L'application de contre-réaction améliorera le fonctionnement de l'amplificateur dans la mesure où ces composantes indésirables seront réduites.

Soit un amplificateur dont le gain est  $A$  et le taux de distorsion  $D$ ; en l'absence de réaction. Appliquons maintenant une réaction  $-r$ .

Calculons le nouveau taux de distorsion  $d$ .

Nous devons nécessairement avoir :

$$d = D - r dA$$

d'où nous tirons :

$$d = \frac{D}{1 + rA}$$

Sous les réserves déjà faites, plus haut, on pourra, en général, négliger 1 devant  $rA$ , et le taux des composantes parasites se trouve divisé par  $rA$ , facteur de réaction. Comme  $rA$  varie entre 10 et 50, on peut en conclure immédiatement que l'amélioration est considérable.

Toutefois, l'expérience et des mesures précises montrent que ce résultat n'est réellement vérifié que si la puissance exigée est assez éloignée du

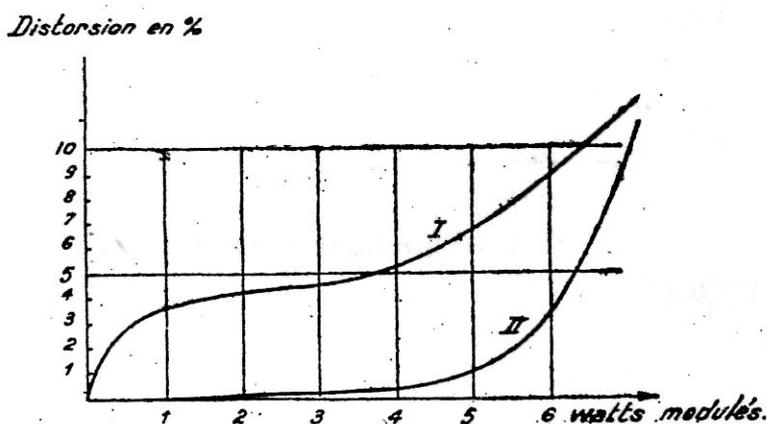


Fig. 174.

maximum normalement produit par l'amplificateur. Cela vient du fait que, pour une puissance donnée, les amplitudes des tensions de grille sont plus importantes. En effet, on peut montrer que la distorsion est compensée parce que les tensions parasites sont neutralisées par d'autres

*tensions correspondantes.* Il en résulte que les tensions instantanées de correction peuvent être très grandes et dépasser le recul de grille de la lampe d'entrée. La distorsion peut prendre alors une valeur considérable, dépassant même celle qui correspond au fonctionnement sans réaction.

Si nous traçons les courbes qui donnent la distorsion d'un amplificateur en fonction de la puissance, avec et sans réaction, nous obtiendrons le résultat de la figure 174. Il s'agit d'un amplificateur pouvant fournir au maximum 7 watts modulés avec une distorsion de l'ordre de 10 %. Avec contre-réaction, et pour cette même puissance maximum, le taux de distorsion est presque aussi grand.

Par contre pour une puissance de 4 watts modulés, la différence est considérable : 7 % dans un cas et moins de 1 % dans l'autre. L'écart s'accroît encore pour des puissances plus réduites.

On notera, en conséquence, qu'il est nécessaire de calculer largement les amplificateurs à contre-réaction.

**234. Difficultés d'application.** — Pour que les résultats précédents soient obtenus, il faut nécessairement que la tension réactive soit exactement en opposition (décalée de  $180^\circ$ ) par rapport à la tension d'entrée. Or, en règle générale, entre l'entrée et la sortie d'un amplificateur, il existe un déphasage dont la grandeur est fonction de la fréquence.

Si nous mesurons l'écart, par rapport à la fréquence moyenne de 500 périodes dans un étage unique à résistance, nous obtiendrons, par exemple, le graphique de la figure 175. Entre les fréquences les plus basses et les plus élevées, l'écart de phase atteint pratiquement  $180^\circ$  ( $+ 90^\circ$ ,  $- 90^\circ$ ). Dans un amplificateur couplé par transformateur, l'écart atteindrait  $270^\circ$ . Dans un amplificateur à deux étages, l'écart atteint  $360^\circ$  — ce qui veut dire, pratiquement, que s'il y a réaction négative pour les fréquences moyennes, la réaction tend à devenir positive vers les deux extrémités de la bande des fréquences acoustiques. Il en résulte des difficultés d'application que nous aurons l'occasion d'étudier dans le courant du tome III.

**235. Réaction de courant et réaction de tension.** — D'après l'amplificateur schématique de la figure 172 a) la tension de réaction est proportionnelle à la tension développée entre les bornes de sortie S de l'amplificateur. Mais on peut aussi utiliser un dispositif comme celui de la figure 172 b). La tension de réaction est alors proportionnelle à l'intensité utile. Les propriétés des deux types d'amplificateurs peuvent notable-

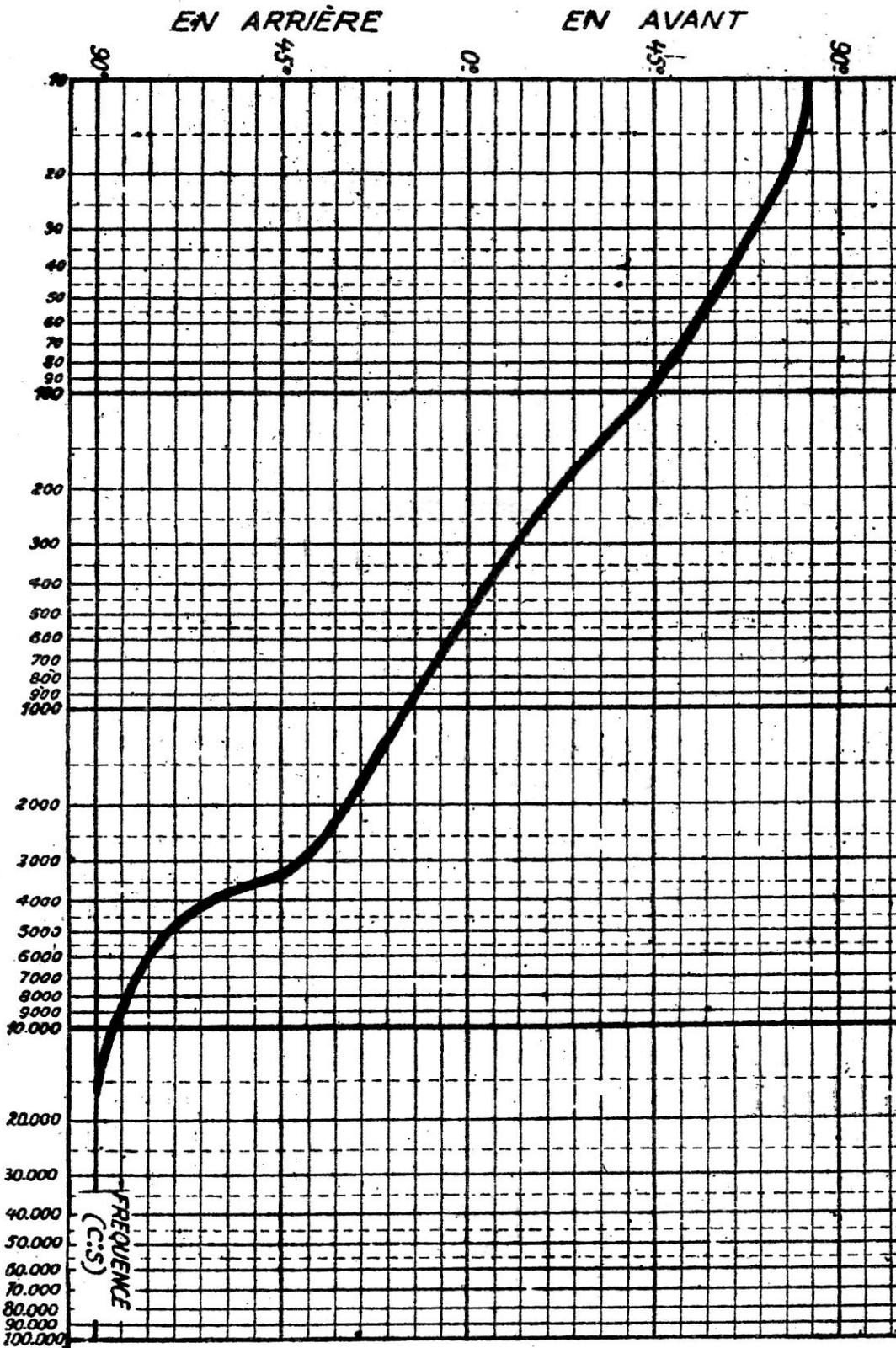


Fig. 175.

ment différer. Un exemple élémentaire fera mieux saisir dans quel sens peut s'exercer cette différence.

La tension de réaction est empruntée à la tension utile, aux bornes de la bobine mobile d'un haut-parleur (fig. 176). C'est donc une réaction de tension. Le système élastique de suspension du haut-parleur a généralement une ou plusieurs fréquences de résonance bien définies. Il en résulte que certaines fréquences acoustiques sont très nettement favorisées, parce que, pour ces fréquences particulières, le rendement électro-acoustique du haut-parleur est notoirement plus grand.

Ces résonances mécaniques se traduisent, ainsi que nous l'avons déjà signalé plus haut, par une *augmentation considérable de l'impédance apparente de la bobine mobile*.

Il en résulte que la tension aux bornes du transformateur de sortie augmente très notablement. En conséquence, la tension de contre-réaction se trouve augmentée dans les mêmes proportions. Il en résulte une diminution de l'amplification qui vient exactement compenser l'écart. La

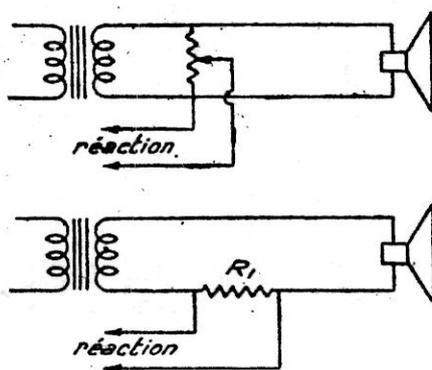


Fig. 176-177.

contre-réaction de tension supprime pratiquement les résonances du haut-parleur.

S'il s'agit d'une réaction d'intensité (fig. 177) la tension de réaction sera prise aux bornes de  $R_1$ , placée *en série* dans le circuit de la bobine mobile. A la résonance correspond une augmentation d'impédance apparente. Aussi l'intensité de courant dans  $R_1$  tend-elle à diminuer. La réaction négative diminuant, l'amplification augmente, ce qui vient précisément exagérer l'effet déjà nocif de la résonance mécanique.

L'emploi du système à réaction de courant n'est généralement pas si intéressant que l'autre système, tout au moins, dans les applications courantes de la radiodiffusion.

## CHAPITRE XIII

### Amplification à haute fréquence.

**236. Généralités.** — Nous avons montré plus haut <sup>1</sup> que la détection linéaire ne pouvait être obtenue que pour des amplitudes assez grandes. Des signaux faibles donnent lieu à une détection *square law*. Il en résulte des déformations importantes.

En général, les tensions développées par un collecteur d'onde seront tout à fait insuffisantes pour assurer la détection linéaire. Il est donc nécessaire de les amplifier.

Le problème se pose sous une forme très nettement différente de l'amplification à basse fréquence. Il s'agit, en effet, de tensions généralement beaucoup plus faibles et surtout, *la fréquence est beaucoup plus grande*. De plus, il est nécessaire de pouvoir faire varier le gain de l'amplificateur dans des limites assez larges. Le récepteur idéal transmet au détecteur une tension H F efficace constante ; or il reçoit, à l'entrée, des tensions dont les amplitudes peuvent varier entre quelques microvolts (émetteur lointain) et plusieurs centaines de millivolts (émetteur local). Les deux extrêmes sont donc dans le rapport de 1 à 100.000. Il faut donc que l'amplification puisse varier dans le rapport inverse.

Le problème est, certes, simplifié parce qu'il s'agit toujours de tensions faibles. Toutefois, dans les émetteurs on est amené à effectuer *l'amplification à haute fréquence* de puissance. Le présent chapitre sera consacré spécialement à *l'amplification en tension*.

Dans un amplificateur à basse fréquence on cherche généralement à élargir la bande transmise, dans la mesure du possible. Tout au contraire, et sauf cas très spéciaux, l'amplificateur à haute fréquence sera *sélectif*, c'est-à-dire qu'on cherchera à limiter l'amplification dans une bande de fréquences relativement étroite.

Dans un récepteur de radiodiffusion, la bande passante atteint tout au plus une largeur de 10 kc/s. Bien plus, il est souvent nécessaire de réduire

1. Voir § 116, page 141.

cette bande à 4 ou 5 kc/s pour éviter les interférences avec les stations voisines.

**237. Liaison par résistance.** — Le schéma est le même que pour l'amplification à basse fréquence (fig. 178). Toutefois, la valeur vraie

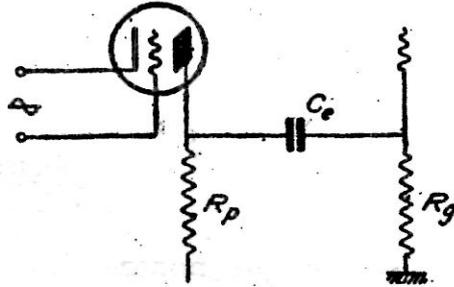


Fig. 178.

de l'impédance de plaque n'est pas simplement la résistance de plaque  $R_p$  — ni même l'ensemble comportant  $R_p$  et  $R_g$  en parallèle à travers le condensateur de liaison  $C_c$ . Il faut tenir compte :

- 1° De la capacité anode-cathode du tube.
- 2° De la capacité vraie grille-cathode du tube suivant.
- 3° De la capacité fictive grille-cathode, due au tube suivant (voir plus haut).
- 4° De l'inévitable capacité des connexions.

Toutes ces capacités, en parallèle sur  $R_p$ , viennent diminuer considérablement l'impédance apparente du circuit de plaque. Cet effet est d'autant plus important que la fréquence est plus grande.

Avec des précautions toutes spéciales, on peut obtenir une amplification effective jusqu'à environ  $10^6$  c/s — soit une longueur d'onde de 300 m. Au-dessous, le gain tend à devenir de plus en plus faible <sup>1</sup>.

De plus, ainsi que nous le signalons plus haut, on cherche à obtenir simultanément amplification et sélection et le circuit figure 178 est apériodique.

**238. Liaison par circuit antirésonnant (fig. 179). Tube triode. Tube penthode ou tétrode.** — Quand l'élément de liaison est un circuit oscillant, l'action des capacités parasites signalées dans le précédent paragraphe n'est plus la même. Tout se passe comme si la capacité du circuit antirésonnant était augmentée de la valeur de cette capacité  $C'$  (fig. 179). Il est donc, cette fois, parfaitement possible d'en tenir compte et il n'en résulte aucune réduction de l'impédance apparente.

1. A moins d'utiliser des tubes spéciaux et une disposition spéciale des différents organes.

Toutefois, ce serait se tromper lourdement en évaluant celle-ci comme l'expression établie dans le tome I<sup>1</sup> :

Il faut, en effet, remarquer qu'en réalité, la résistance interne du tube est en parallèle sur le circuit.

L'impédance résultante est donc plus faible que la plus faible des deux impédances en présence.

a) *Cas du tube triode.* — La résistance interne des tubes triodes usuels est toujours relativement faible. Elle est, tout au plus, de l'ordre de 75.000 ohms.

Or, on sait réaliser aujourd'hui des circuits antirésonnants dont l'im-

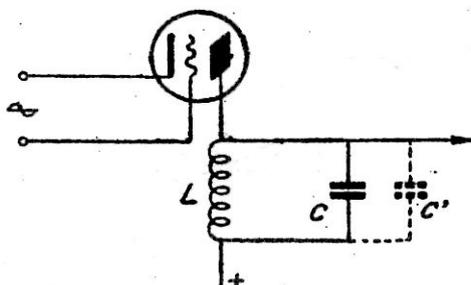


Fig. 179.

pédance d'accord est de l'ordre de 4 à 500.000 ohms. Il en résulte évidemment une mauvaise utilisation de l'impédance.

D'autre part, la sélectivité de l'ensemble est encore celle du circuit et de la résistance interne branchée en parallèle. Il y a donc ici un amortissement considérable et, en conséquence, un défaut de sélectivité.

b) *Cas du tube penthode ou tétrade.* — Ces deux inconvénients sont évités par l'emploi d'un tube tétrade ou penthode.

La résistance interne peut atteindre plusieurs mégohms<sup>2</sup>; son action sur le circuit antirésonnant devient alors pratiquement négligeable.

La grande impédance résultante permet d'obtenir un gain considérable pour un seul étage.

Ainsi, par exemple, une penthode de pente 1,5 mA/V (chiffre usuel) associée à un circuit antirésonnant de 100.000 ohms apparents, fournit un gain de :

$$100.000 \times 0,0015 = 150.$$

### 239. Liaison par transformateur à primaire apériodique (fig. 180).

— Quand on utilisait un tube triode, on était obligatoirement amené à opérer la liaison par un transformateur à primaire apériodique, dans le

1. Voir § 172, page 196.

2. Tout au moins quand on réduit la sensibilité du tube en le polarisant.

but de réduire l'amortissement produit par la résistance interne du tube.

Le couplage entre primaire et secondaire doit être aussi serré que possible. Le rapport de transformation doit être d'autant plus élevé que la résistance interne du tube est plus faible.

Avec un tube triode, le dispositif figure 180 permet d'augmenter à

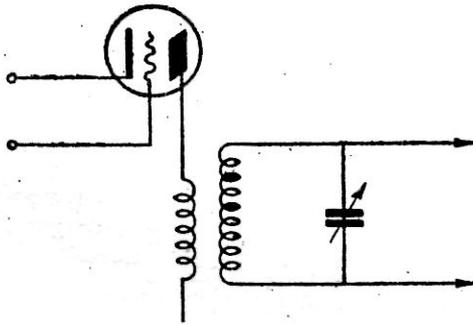


Fig. 180.

la fois la sensibilité (c'est-à-dire l'amplification) et la sélectivité. On peut obtenir des « gains » légèrement plus élevés que le coefficient d'amplification du tube.

Avec des tubes penthodes, les deux procédés donnent des résultats identiques — à condition, toutefois, de prendre un rapport de transformation peu différent de 1, et de réaliser un couplage très serré entre les enroulements.

**240. Influence de la capacité grille-plaque. Augmentation des pertes.** — En fait, on a renoncé depuis longtemps à obtenir l'amplification en haute fréquence par tube triode. Nous avons, en effet, montré que la capacité grille-plaque se manifestait comme une capacité fictive  $C'_{ko}$  en parallèle avec une résistance fictive  $R'_y$  qui, en circuit inductif, peut prendre des valeurs négatives. Dans ces conditions, le fonctionnement cesse d'être stable et le dispositif peut être le siège d'oscillations spontanées qui viennent troubler considérablement le fonctionnement.

D'une manière générale, on peut considérer qu'un circuit accordé est constitué par une inductance  $L$  associée à un condensateur  $C$  et à une résistance  $R$  qui est, en réalité, un coefficient totalisant les pertes diverses (fig. 181).

Branchons ce circuit entre grille et cathode d'un tube amplificateur (fig. 182). Tout se passe comme si nous introduisions une autre résistance  $R'$  en série avec  $R$ . S'il existe une charge inductive dans la plaque du tube, comme c'est le cas général quand il s'agit d'amplification à haute fréquence,

$R'$  a une valeur négative, si bien que la résistance effective est alors, en valeur absolue :  $R - R'$ .

Il en résulte, d'abord, une augmentation de sélectivité et, en général,

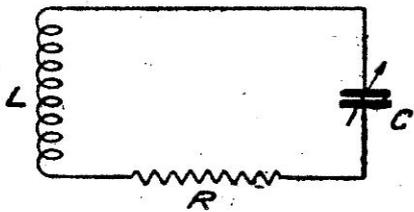


Fig. 181.

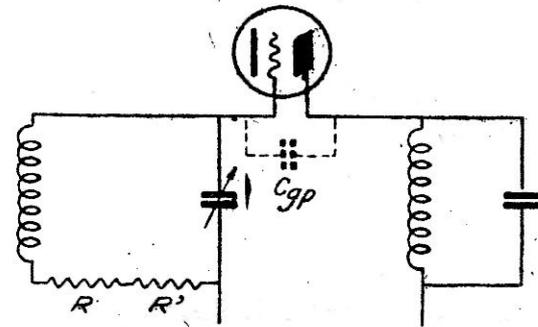


Fig. 182.

de la qualité apparente du circuit oscillant. Mais quand  $R = R'$  le montage cesse d'être stable.

Avant la découverte des tubes à grille écran, on était amené à augmenter artificiellement  $R'$  pour que  $R - R'$  fût toujours positif. On utilisait pour cela divers moyens qui n'ont plus guère qu'un intérêt documentaire. Le plus souvent, on rendait la grille légèrement positive. La résistance de l'intervalle filament-grille, dont la valeur tendait à décroître avec l'augmentation de tension positive, shuntait le circuit accordé et augmentait les pertes.

**241. Neutrodynation.** — Le procédé de la neutrodynation est beaucoup plus élégant que le précédent. Son principe est le suivant :

Les oscillations parasites sont, en définitive, produites par des tensions parasites qui sont transmises au circuit accordé à travers la capacité  $C_{ap}$ . Tout rentrera dans l'ordre si l'on admet sur la grille d'autres tensions exactement égales, mais de sens opposé.

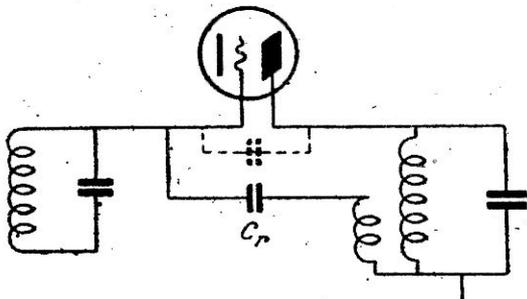


Fig. 183.

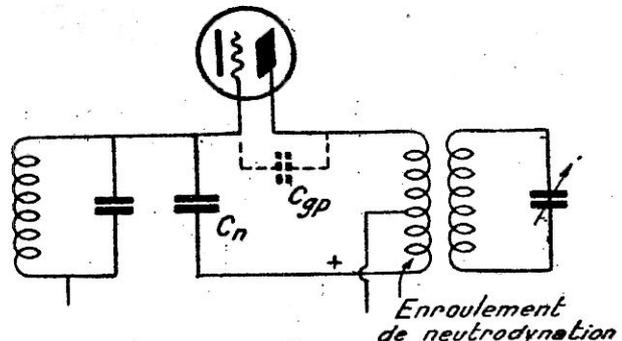


Fig. 184.

La tension auxiliaire est empruntée au circuit anodique et transmise à la grille à l'aide du condensateur de neutrodynation. On prévoit généralement un enroulement spécial pour prélever cette tension (fig. 183 et 184).

Ces montages ont été fort employés jadis et ont permis de réaliser des amplificateurs stables et effectifs à 2, 3 ou même 4 étages. A l'heure actuelle, ils ne sont guère utilisés que dans les montages amplificateurs d'émission.

#### 242. Amplification en haute fréquence par tétrode ou penthode.

**Précautions.** — La capacité grille-plaque des tubes penthodes et tétrodes est assez faible pour éviter les inconvénients cités plus haut : amortissement causé par la résistance interne du tube et, surtout, instabilité qui se traduit par l'apparition des oscillations spontanées.

Comme, d'autre part, l'amplification par étage est beaucoup plus grande on comprendra qu'à l'heure actuelle on ait complètement renoncé à utiliser les tubes triodes.

Quand il s'agit d'amplification directe à haute fréquence, le couplage entre étages est réalisé le plus souvent par un transformateur à primaire aperiodique (fig. 185).

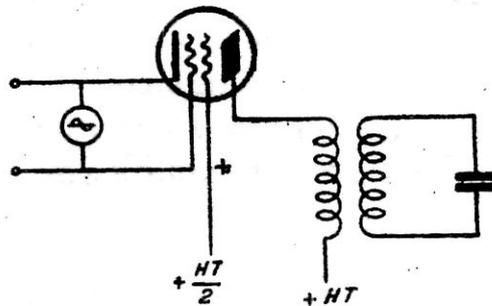


Fig. 185.

Quand il s'agit d'amplification de moyenne fréquence on utilise presque d'une manière générale, un transformateur à primaire et à secondaire

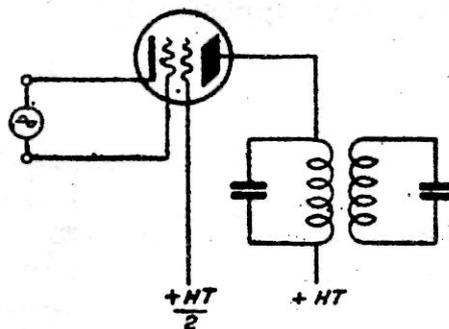


Fig. 186.

accordés (fig. 186). Le couplage est réglé, en principe, à *la valeur critique*, pour avoir un effet de filtre de bande.

Quand on cherche à obtenir une grande sélectivité, on règle le transformateur avec un couplage légèrement inférieur au couplage critique.

On dépasse ce couplage quand on veut, au contraire, obtenir une large bande passante pour que la reproduction musicale soit aussi bonne que possible.

Pour que l'amplificateur soit stable, il est nécessaire de prendre un certain nombre de précautions. Il serait inutile d'avoir réduit considérablement les couplages à l'intérieur du tube, s'il subsistait d'autres couplages à l'extérieur :

- a) Couplage magnétique entre enroulements ou connexions.
- b) Couplage statique entre éléments divers ou connexions.
- c) Couplage ohmique par l'intermédiaire de connexions ou par les sources d'alimentation.

Dans le tome III, nous étudierons en détail comment on peut éviter ces différents couplages. Nous nous bornerons à signaler qu'on évite les inconvénients *a* et *b* par une disposition judicieuse des éléments et par des blindages appropriés. Pour éviter les couplages ohmiques on utilise des dispositifs de « découplage ».

**243. Réglage de l'amplification. Tube à pente variable.** — Le réglage de l'amplification est obtenu d'une manière extrêmement simple par l'emploi des tubes à pente variable. Il suffit d'agir tout simplement sur la tension moyenne de la grille de commande. Le schéma de principe est indiqué figure 187.

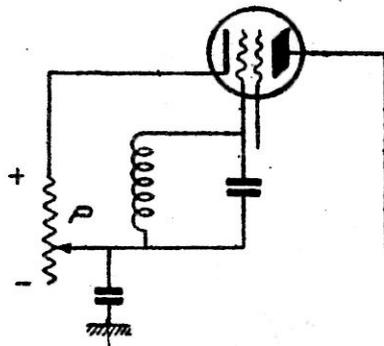


Fig. 187.

En agissant sur le potentiomètre P, on modifie la polarisation appliquée au tube. On peut ainsi obtenir des variations considérables du gain.

Prenons un exemple. Soit un tube EF5 utilisé avec un circuit dont l'impédance à la résonance est de 250.000 ohms.

La pente maximum est de l'ordre de 1,8 mA/V. Le gain est alors de  $250.000 \times 1,8$  ou 450.

Pour une tension de grille de — 45 volts, la pente n'est plus que 0,002 mA/V et le gain, dans les mêmes conditions, est :

$$\frac{250.000 \times 0,002}{1.000} = 0,5.$$

Il n'y a donc plus amplification, mais réduction d'amplitude.

Le même système peut naturellement s'appliquer simultanément à plusieurs tubes et l'efficacité en est naturellement accrue dans de larges proportions. Supposons qu'il s'agisse, par exemple, de deux étages identiques au précédent.

Le gain maximum sera :  $450 \times 450 = 202.500$  et

Le gain minimum sera :  $0,5 \times 0,5 = 0,25$ .

En général, le réglage du gain est automatique. C'est l'intensité transmise à la détection qui détermine la grandeur de la polarisation appliquée.

L'étude de ces dispositifs dits auto-régulateurs, montage antifading C. A. V., V. C. A., etc..., sera entreprise dans la suite de cet ouvrage (Tome III) <sup>1</sup>.

**244. Phénomènes dus à la courbure des caractéristiques. Généralités.** — Pour simplifier, nous avons admis dans les paragraphes précédents que l'influence de la courbure était négligeable. En réalité, cette manière de voir n'est soutenable que pour de faibles amplitudes. Les tensions recueillies par une antenne, au voisinage d'un émetteur puissant ou proche, peuvent provoquer des tensions relativement élevées aux bornes des circuits oscillants. Dans ces conditions, la courbure des caractéristiques se traduit par une série de phénomènes que nous allons brièvement étudier.

Toutefois, avant d'aller plus loin, il est utile de faire les remarques suivantes :

1° La tension de polarisation appliquée sur les tubes doit être au moins égale à la tension des courants HF qu'on transmet au tube. S'il n'en était pas ainsi, il y aurait production d'un courant de grille et distorsion.

2° Les facteurs qui agissent sur le gain sont :

$Z_p$  impédance d'utilisation et  $p$  pente de la caractéristique. On ne peut agir sur  $Z_p$  sans créer d'autres troubles. On en est donc réduit à agir sur  $p$ . Mais tout changement de pente se traduit nécessairement par une courbure. On s'efforce donc simplement d'atténuer, dans la mesure du possible, les conséquences de cette courbure. Nous verrons plus loin qu'on a cherché une autre solution dans une autre voie (tubes hexodes, tubes à caractéristiques basculantes) :

Les principaux phénomènes dus à la courbure des caractéristiques sont les suivants :

1) Modulation de la tension incidente par une tension accidentellement présente dans le même circuit.

1. Tome III, page 364 et suivantes.

- 2) Augmentation de la profondeur de modulation.
- 3) Distorsion de la modulation.
- 4) Transmodulation ou cross-modulation (ce qui n'est qu'un cas particulier du 1). La modulation accidentelle est produite par la station dont la longueur d'onde est voisine.

245. **Modulation des tensions parasites.** — Nous admettons dans le circuit de grille du tube, une tension de fréquence  $f_1$  qu'il s'agit d'amplifier; et il existe accidentellement dans le même circuit une tension de fréquence  $f_2$ . Si la caractéristique du tube était droite, nous trouverions simplement des composantes des fréquences  $f_1$  et  $f_2$  dans le circuit anodique. Mais si la caractéristique est courbe, nous trouverons, en même temps, des composantes dont la fréquence est  $f_1 + f_2$  et  $f_1 - f_2$ . Or, nous avons

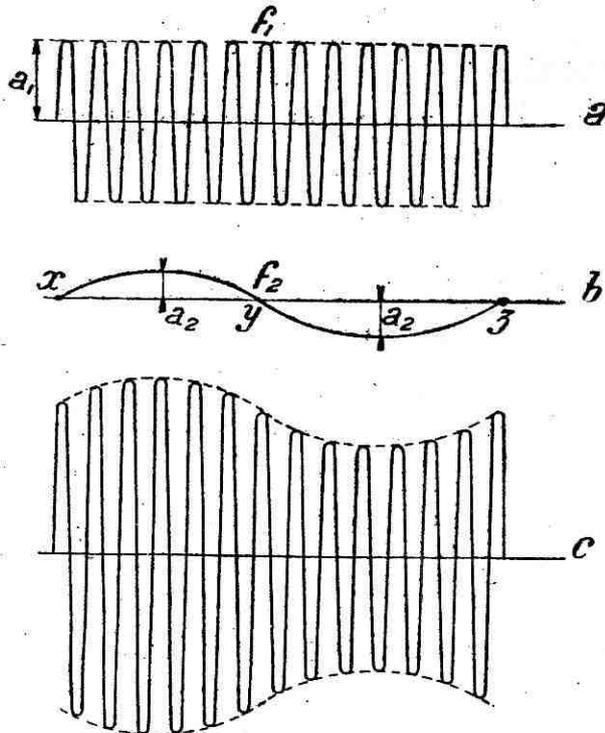


Fig. 188.

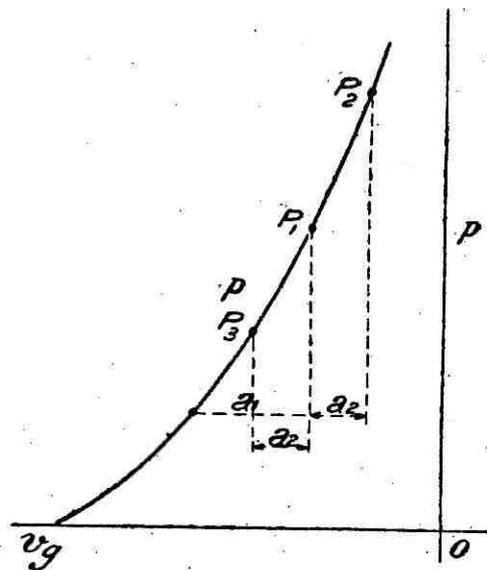


Fig. 189.

montré précédemment que ce résultat traduisait le fait que la *tension est modulée à la fréquence  $f_2$* .

Il est facile de comprendre le mécanisme du phénomène.

Nous avons figuré en *a*, figure 188, la tension à amplifier, de fréquence  $f_1$  et d'amplitude  $a_1$  au-dessous, en *b*, la tension parasite de fréquence  $f_2$  et d'amplitude  $a_2$ .

L'amplitude instantanée transmise à la grille du tube est égale à la somme algébrique des amplitudes. Dans la région *xy* (fig. 188*b*), elle atteindra donc le maximum  $a_1 + a_2$ .

Mais la pente du tube varie avec la tension de grille. Nous avons tracé, figure 189, la caractéristique qui donne la pente  $p$ , en fonction de la tension appliquée à la grille. Nous savons que le gain de l'étage est proportionnel à la pente  $p$ .

S'il n'y avait pas de tension parasite, le point de fonctionnement, correspondant à l'amplitude maximum  $a_1$ , serait  $P_1$ .

La présence de la tension parasite fait passer progressivement cette amplitude maximum de  $P_1$  à  $P_2$ , pendant le temps  $xy$ . Il en résulte une augmentation du gain qui se traduit par le résultat indiqué figure 188c. Au contraire, pendant la période  $yz$  (188b), la tension maximum de grille ne sera plus que  $a_1 - a_2$  et le point de fonctionnement correspondant au maximum d'amplitude sera  $P_3$  correspondant à une pente et, en conséquence, à un gain plus faible. Il en résultera l'effet indiqué sur la figure 188c.

Les conséquences sont très importantes. Lorsque deux composantes de fréquences différentes sont présentes dans un circuit, on peut en obtenir la séparation par un filtrage approprié. Mais lorsqu'une des composantes module l'autre, il n'y a plus qu'une seule fréquence en circuit. Dans le cas examiné, c'est la fréquence  $f_1$ . *Il devient donc absolument impossible de se débarrasser de la composante en  $f_2$ .*

En général, la tension parasite est apportée par le secteur électrique, soit directement par couplage inductif, ou ohmique, soit par l'intermédiaire du redresseur de tension anodique. Elle peut être aussi introduite dans la lampe elle-même par suite d'un défaut de construction ou d'une mauvaise utilisation. Dans ces différents cas, on dit qu'il y a *modulation de ronflement*.

**246. Mesure et variation du phénomène.** — La grandeur du phénomène est naturellement influencée par l'inclinaison de la caractéristique (fig. 189) qui indique la variation de la pente en fonction de la tension de grille.

Il est intéressant de pouvoir chiffrer la perturbation d'une manière plus précise. On admettra simultanément sur la grille une tension de haute fréquence non modulée et une tension perturbatrice dont on peut faire varier l'amplitude. Il suffira dans ce cas de mesurer la profondeur de la modulation perturbatrice pour connaître d'une manière précise l'importance du phénomène.

Pour une profondeur de modulation donnée, il est intéressant de chercher comment varie la tension perturbatrice en fonction de la polarisation de grille, soit, ce qui revient au même, de la pente au point de fonctionnement au repos.

A titre d'exemple, nous donnons figure 190 les courbes donnant les tensions parasites correspondant à une profondeur de modulation parasite de 4 % — ce qu'on peut considérer comme la limite supportable.

On voit de suite que, pour le maximum de sensibilité, correspondant

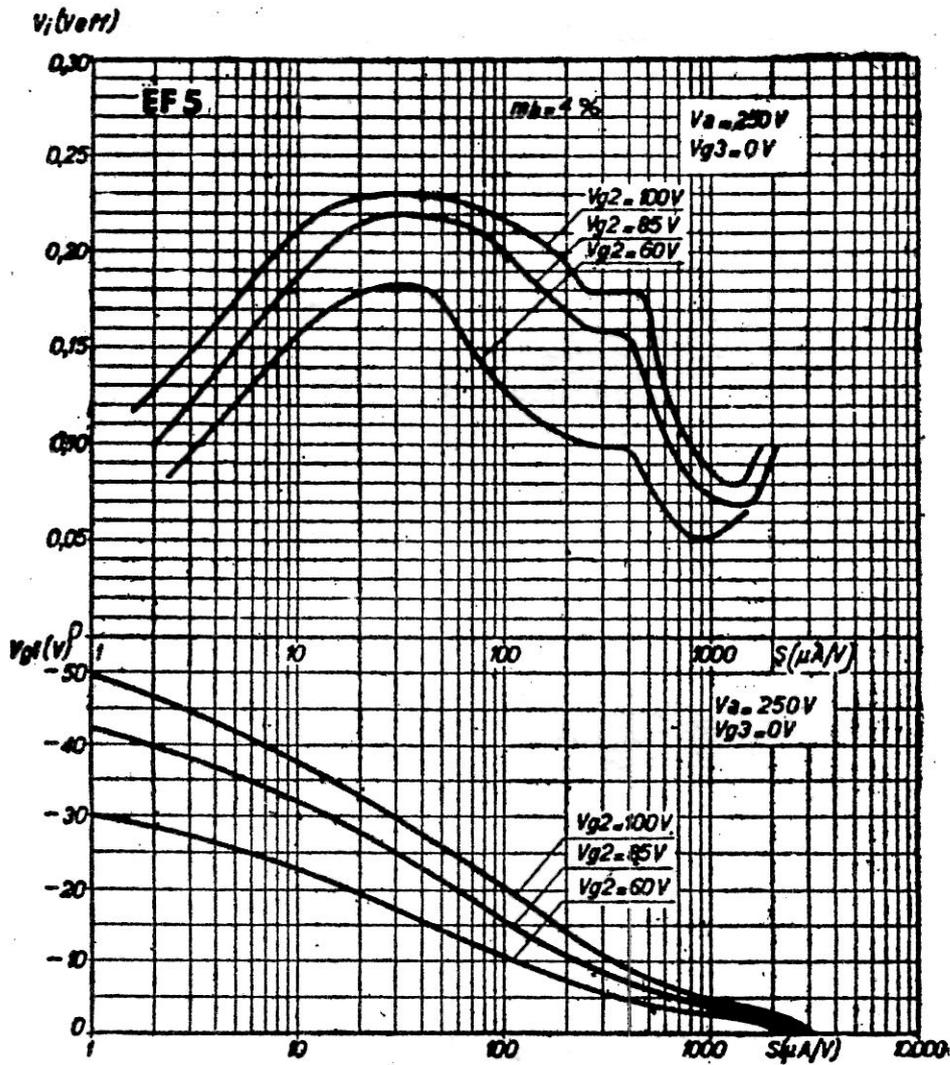


Fig. 190.

au maximum de pente, il suffit de tensions de l'ordre de 0,07 volts pour provoquer un ronflement déjà notable.

Encore s'agit-il d'un tube dont les caractéristiques sont tout à fait favorables à ce point de vue (tube EF5). On notera qu'il y a intérêt à augmenter la tension d'écran. Par contre, cette opération a pour effet d'augmenter la marge de réglage du tube, c'est-à-dire que, pour obtenir une même variation de sensibilité, il faut appliquer plus de « volts » sur la grille.

On notera également que ces courbes passent par un maximum.

La pente (représentée ici par  $S$ ) a été exprimée en microampères par

volt; d'autre part, nous avons utilisé une échelle logarithmique pour éviter un trop grand développement de l'axe des abscisses.

Les courbes inférieures donnent les variations de l'inclinaison en fonction de la tension de grille.

On pourrait aussi tracer des courbes semblables pour des tubes dits à « pente fixe ». On verrait ainsi qu'il est impossible de les utiliser en faisant varier la sensibilité par la tension de grille. La grandeur maximum de la tension perturbatrice serait de l'ordre de 0,02 volt, pour toutes les valeurs de la pente.

**247. Distorsion de la modulation.** — Imaginons maintenant que nous admettions une tension de haute fréquence modulée dans le circuit du même tube.

Représentons cette tension figure 191a. Nous avons supposé pour

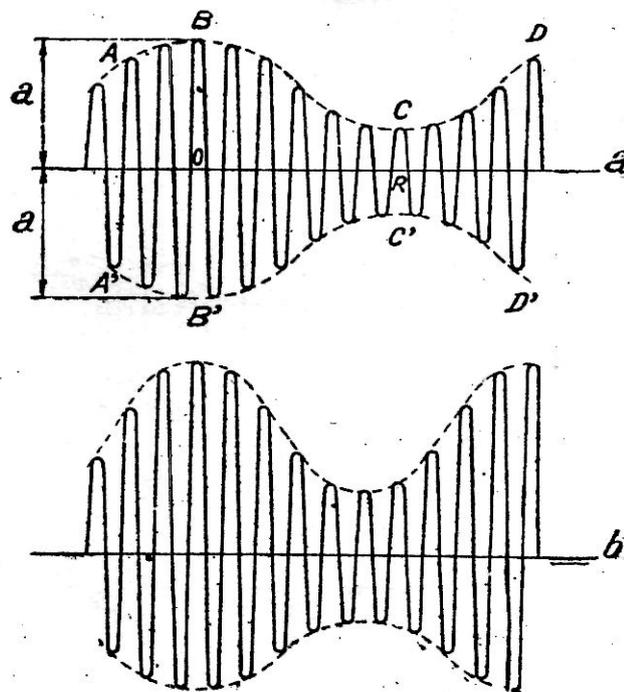


Fig. 191.

simplifier qu'il s'agissait simplement d'une tension de modulation sinusoïdale.

Considérons tout d'abord l'amplitude  $BB'$  qui correspond au maximum d'amplitude de l'onde porteuse et de la modulation.

Dans la tension d'entrée on a évidemment  $OB' = OB$ . Le point de fonctionnement au repos (point  $O$ ) sera, par exemple  $P_1$  (fig. 189). Celui qui correspondra à  $B$  sera  $P_2$  et sur celui qui correspondra à  $B'$  sera  $P_3$ .

Il en résulte nécessairement que le gain correspondant à B sera plus élevé que le gain correspondant à B'.

Ainsi les deux enveloppes de la modulation ne seront plus symétriques.

D'autre part, le gain correspondant au point C (fig. 191 a) sera plus réduit que celui qui correspond au point C'. L'enveloppe supérieure de la modulation ne sera donc plus sinusoïdale. La courbe obtenue aura l'allure de la figure 192 sur laquelle nous avons exagéré le défaut pour le rendre plus visible.

Une telle courbe traduit nécessairement la production de composantes harmoniques et, par conséquent, la distorsion.

Cet effet peut s'exprimer sous forme d'un taux puisqu'il s'agit d'une

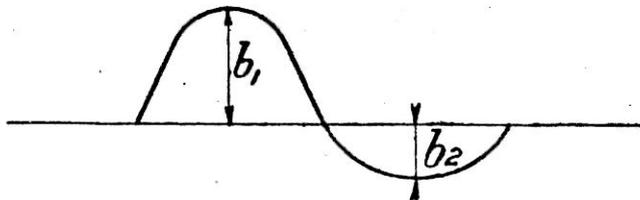


Fig. 192.

distorsion. On mesurera son importance par le rapport d'amplitude entre la modulation principale et celle qui correspond aux harmoniques.

**248. Augmentation de profondeur de la modulation.** — En reprenant un raisonnement déjà fait dans les précédents paragraphes on peut voir que, dans la figure 192, l'augmentation de l'amplitude  $b_1$  (concernant l'enveloppe de la modulation) est plus importante, en valeur absolue, que la diminution de l'amplitude  $b_2$ . Il en résulte nécessairement un *accroissement de la profondeur de modulation*.

On peut encore mesurer cette modification par un taux d'accroissement par rapport à la profondeur de la modulation normale.

**249. Transmodulation.** — Le phénomène de la transmodulation se produit quand on admet simultanément deux ou plusieurs tensions à haute fréquence *modulées* sur la grille du tube. Remarquons qu'il s'agit là de circonstances très fréquentes en pratique. Dans un appareil moderne à changement de fréquence, la sélection est opérée par les circuits de moyenne fréquence. Entre l'antenne et la grille du tube de moyenne fréquence, il n'y a généralement qu'un seul circuit accordé. La sélectivité d'entrée est donc tout à fait insuffisante pour supprimer les composantes produites par la station de fréquence voisine.

Pour simplifier, admettons qu'il s'agisse simplement de deux tensions de fréquence  $f_1$  et  $f_2$  modulées aux fréquences  $m_1$  et  $m_2$ .

Les composantes résultantes sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} f_1 \\ f_1 + m_1 \\ f_1 - m_1 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} f_2 \\ f_2 + m_2 \\ f_2 - m_2 \end{array} \right.$$

Toutes ces fréquences peuvent produire des battements. Les combinaisons sont extrêmement nombreuses :

$$f_1 - f_2; f_1 - f_2 - m_2, f_1 - f_2 + m_2, f_1 + m_1 - f_2, f_1 + m_1 - f_2 - m_2, f_1 + m_1 - f_2 + m_2, f_1 - m_1 - f_2, f_1 - m_1 - f_2 - m_2, f_1 - m_1 - f_2 + m_2.$$

Dans ce cas, très simple, il n'y a pas moins de 15 fréquences différentes produites simultanément et représentées par des composantes dans le circuit de plaque. Il est à remarquer que les fréquences produites sont différentes des fréquences de la modulation primitive. Aussi, le brouillage prend-il souvent un aspect auditif particulier. On entend comme des éclats de voix, des crachements bizarres. C'est précisément ce que les Anglais ont voulu exprimer par l'expression *monkey's chatter* qui peut se traduire par *jacassements de singe*.

On conçoit que l'étude générale du phénomène puisse être très difficile. Nous n'entrerons nullement dans le détail. Le phénomène se traduit, en définitive, par l'apparition d'une modulation indésirable dont on peut mesurer la profondeur. L'évaluation par rapport au taux de modulation normal permettra de chiffrer exactement l'inconvénient.

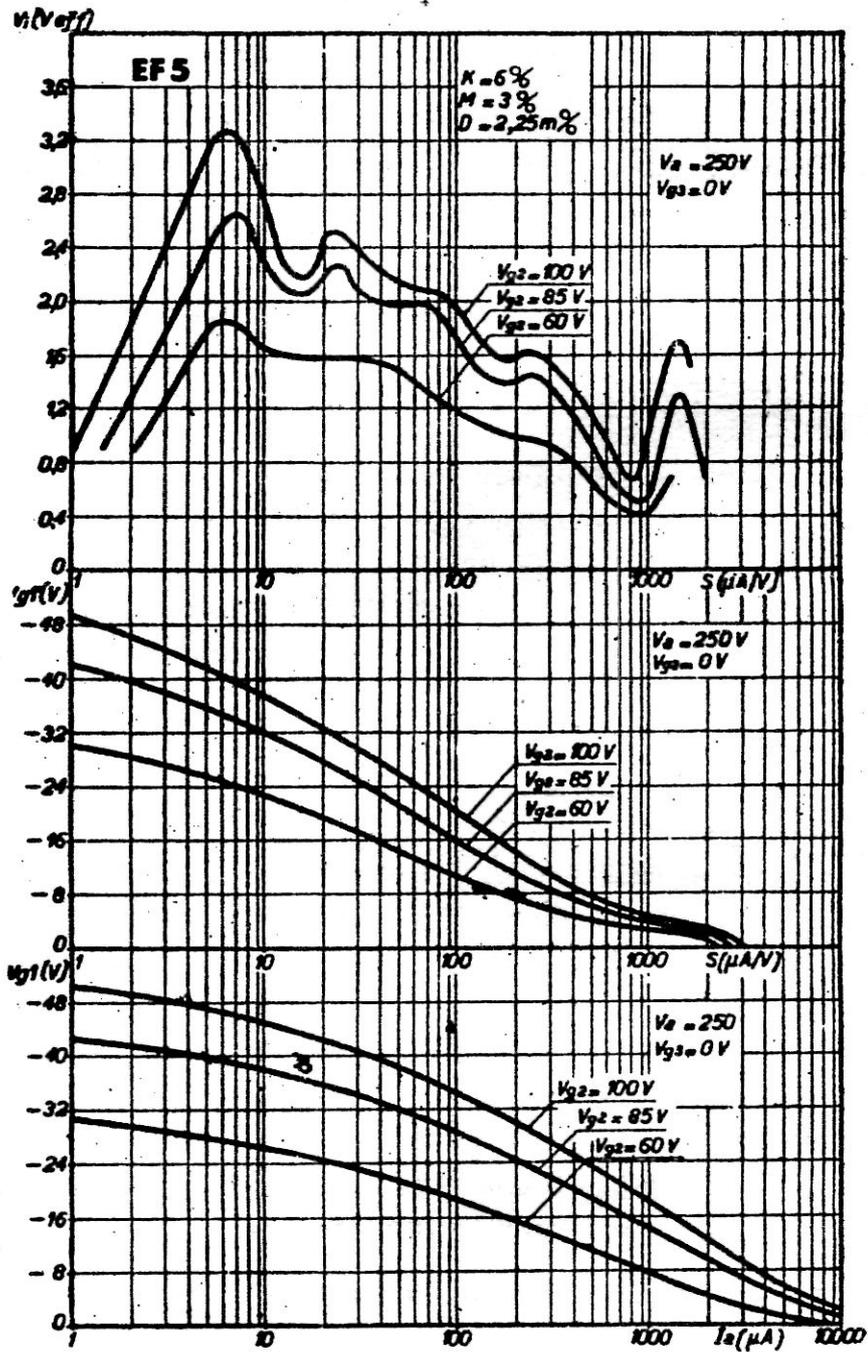
**250. Variations des trois phénomènes précédents.** — Pour un même type de tube, on peut montrer que les chiffres qui mesurent la distorsion, l'augmentation de profondeur de modulation, la transmodulation sont toujours proportionnels. Les courbes représentatives seront donc exactement les mêmes, à condition de choisir des grandeurs convenables du taux. Cette exigence sera remplie en prenant :

Taux de distorsion :  $D = 2.25 m \%$ ;  $m$  étant la profondeur de modulation.

Taux d'accroissement de la profondeur de modulation  $M = 3 \%$ .

Taux de transmodulation  $K = 6 \%$ .

Les courbes ont été tracées dans la partie supérieure de la figure 193. Les autres courbes donnent des renseignements sur les mêmes phénomènes pour différentes valeurs de la tension de grille écran.



Courbes du haut. Tension alternative de grille en fonction de la pente pour 6% de transmodulation avec trois tensions différentes de la grille-écran. 6% de transmodulation correspondent à 2,25 m% de distorsion de modulation (où  $m$  = profondeur de la modulation) ainsi que 0,5 % d'harmonique 3.

Courbes du milieu. La pente  $S$  en fonction de la polarisation de la grille 1 pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Courbes du bas. Courant d'anode en fonction de la tension de la première grille pour trois tensions différentes de la grille-écran (courbes tracées sur échelle logarithmique).

Fig. 193.

## CHAPITRE XIV

### Détection par tube électronique.

#### I. — DÉTECTION PAR TUBE DIODE.

**251. Généralités.** — Le problème général de la détection a été exposé dans le chapitre VIII. Pour faire apparaître la modulation, il faut appliquer les tensions à haute fréquence à un conducteur qui ne suit pas la loi d'Ohm. Nous avons indiqué un certain nombre de ces conducteurs. Dans le présent chapitre nous allons étudier la détection par tube électronique.

Pendant de longues années, on a employé un procédé de détection par tube triode connu sous le nom de détection par *condensateur shunté* ou *par la grille*.

Fait assez curieux, ce procédé n'était, comme nous le verrons, qu'un cas particulier de la détection par tube diode et tous les inconvénients provenaient précisément du fait que le tube assumait simultanément deux fonctions. Depuis ces dernières années la détection par tube diode est universellement utilisée. On ne fait appel aux autres procédés que pour certaines applications spéciales.

Le problème de la détection a certains points communs avec celui du redressement, étudié dans le chapitre XI. Il y a aussi des différences considérables que nous mettrons en lumière.

**252. Détection linéaire et quadratique.** — Reprenons figure 194

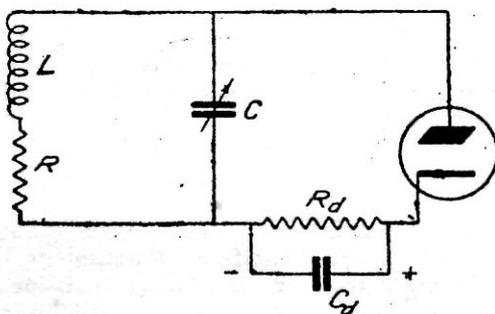


Fig. 194.

le schéma de la détection par diode. LCR est le circuit oscillant de récep-

tion. Les tensions redressées font apparaître aux bornes de  $R_d$  une tension continue <sup>1</sup> dont le sens est indiqué par les signes + et -. Un courant circule dans cette résistance, même en l'absence de signal. Il est dû à l'énergie cinétique des électrons expulsés de la cathode par l'agitation thermique. Ainsi, au repos, la tension aux bornes de  $R_d$  est de l'ordre de 0,7 volt pour une résistance de 500.000 ohms.

Comme pour un tube amplificateur, on détermine cette valeur en cherchant l'intersection de la caractéristique du diode avec la droite correspondant à 500.000 ohms et passant par le point zéro volt (fig. 195).

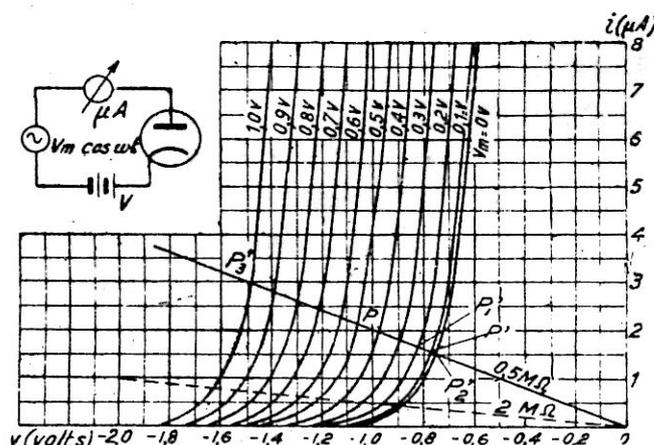


Fig. 195.

En fonctionnement, la tension aux bornes de  $R_d$  augmente avec l'amplitude du signal. Ainsi que nous l'avons observé, on peut admettre que la caractéristique glisse vers la gauche, le point de fonctionnement  $P$  demeurant toujours sur la droite correspondant à 500.000 ohms. C'est ce résultat que traduit graphiquement le faisceau des caractéristiques figure 195, relevé à l'aide du montage placé dans le coin du croquis.

Par exemple, le point  $P$ , correspondant à une tension de signal de 0,5 volt montre, qu'à ce moment, la tension aux bornes de  $R$  est de l'ordre de 2,05 volts.

On peut remarquer que les points correspondant à des tensions alternatives faibles sont situés dans la courbure de la caractéristique — alors que les points correspondant à des tensions supérieures à 1 volt sont placés dans des parties droites.

Il faut aussi noter l'intérêt qu'il y a à employer une résistance d'utilisation relativement faible. En effet, si  $R_d$  mesurait 2 mégohms (droite

1. C'est cette tension qu'on peut utiliser pour le régulateur *automatique de sensibilité* ou *antifading*, ainsi que nous aurons l'occasion de le voir dans le tome III, page 364.

en pointillé) le point du fonctionnement ne quitterait pas les parties courbes, même pour des tensions alternatives de l'ordre de 2 volts.

D'une manière plus précise, imaginons qu'il s'agisse de détecter une tension de haute fréquence d'amplitude moyenne 0,1 volt modulée à 100 %. Cela veut dire que l'amplitude moyenne est de 0,1 volt et que celle-ci varie entre 0,2 et 0 volt. Pour une alternance de la modulation la variation de courant détecté correspondra à  $P'$ ,  $P'_1$  et pour l'autre à  $P'$ ,  $P'_2$ . L'inégalité est flagrante. La détection n'est donc pas linéaire. C'est ce que nous avons déjà montré plus haut.

S'il s'agissait de détecter une tension de 0,5 volt, on aurait dans un cas, une variation  $P$ ,  $P'_3$  et dans l'autre  $P$ ,  $P'_2$ . L'inégalité relative est déjà beaucoup moins grande.

Si nous avons choisi une profondeur de modulation de 80 % (ce qui est déjà beaucoup) nous aurions obtenu une détection parfaitement linéaire.

Cette méthode graphique nous permet de saisir visuellement l'aspect du problème. Elle nous montre que la détection sera d'autant plus proche de l'idéal que :

- a) les signaux seront plus intenses,
- b) leur profondeur de modulation sera plus faible.

Le même problème peut se traiter par le calcul. L'analyse en est délicate et le résultat apparaît moins directement.

c) La résistance de charge sera plus faible. Toutefois, nous verrons plus loin qu'une autre condition (amortissement) amène vers une conclusion, exactement inverse. Il convient donc d'adopter une valeur moyenne.

- 1) *Signaux*  $< 0,1$  volt : La détection est quadratique.

La distorsion dépend de la profondeur de modulation  $m$ . On peut admettre que la distorsion est approximativement égale à  $\frac{m}{4}$ . Ce qui veut dire qu'à une profondeur de modulation de 80 %, correspond une distorsion de 20 % — ce qui est considérable.

- 2) *Signaux*  $> 0,3$  volt.

La détection est linéaire pour les faibles taux de modulation. La distorsion est toujours inférieure à l'expression donnée plus haut.

- 3) *Signaux*  $> 10$  volts.

La détection est toujours parfaitement linéaire, quel que soit le taux de modulation. La distorsion est nulle.

**253. Amortissement produit par le détecteur.** — Dans les précédents chapitres nous avons étudié les propriétés du circuit oscillant sans

tenir compte de ses liaisons ou de ses relations avec les circuits extérieurs, sauf dans le chapitre consacré au couplage. Mais nous sommes ici (fig. 194) en présence d'un circuit oscillant qui *transmet de l'énergie*. Il est évident, en effet, que les tensions téléphoniques disponibles aux bornes de  $R_d$  sont fournies par le circuit oscillant. Il y a, en d'autres termes, une certaine puissance absorbée  $W$  par la détection, exactement comme si nous avions disposé une certaine résistance  $R_x$  aux bornes du circuit. En définitive, le circuit équivalent sera celui de la figure 196. La résistance  $R_x$  est une

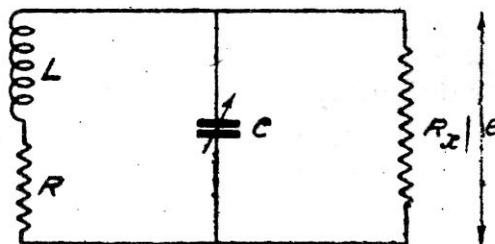


Fig. 196.

cause d'amortissement du circuit oscillant qu'il est indispensable de pouvoir apprécier.

**254. Cas des signaux forts.** — Soit  $E$  la valeur efficace de la tension, appliquée au détecteur. On aura évidemment, d'après la définition même :

$$W_d = \frac{E^2}{R_x}$$

La puissance totale  $W$  se compose :

- a) de la puissance qui apparaît dans  $R_d$ .
- b) de la puissance absorbée par le tube diode.

a) La tension redressée continue aux bornes de la résistance  $R_d$  est égale très sensiblement à la tension maximum de  $E$  (voir courbes 195). On peut donc écrire qu'elle est égale à  $E \sqrt{2}$ .

b) La puissance absorbée par le diode est négligeable. Sa résistance est de 50.000 ohms, ce qu'on peut négliger devant les 500.000 ohms de  $R_d$ . Nous avons donc finalement :

$$W = \frac{2E^2}{R_d}$$

Mais  $W = \frac{E^2}{R_x}$  d'où évidemment  $R_x = \frac{1}{2} R_d$ .

Tout se passe donc comme si le circuit oscillant était shunté par une résistance égale à la moitié de la résistance de fuite.

*Cas de  $R_d$  en parallèle (fig. 197).*

On utilise aussi parfois le montage figure 197. La résistance de fuite

est branchée en parallèle sur le circuit oscillant. Rien n'est changé de notre raisonnement précédent. Toutefois,  $R_d$  est constamment aux bornes

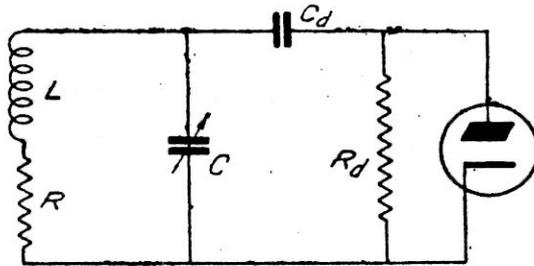


Fig. 197.

du circuit puisque, par définition même, la réactance de  $C_d$  doit être négligeable à la fréquence considérée.

En parallèle avec  $R_x$  (fig. 196) nous aurons donc  $R_d$  et nous écrirons finalement :

$$\frac{1}{R_x} = \frac{2}{R_d} + \frac{1}{R_d} \text{ d'où } R_x = \frac{R_d}{3}.$$

*Tout se passe comme si le circuit oscillant était shunté par une résistance égale au 1/3 de la résistance de fuite.*

**255. Cas des signaux faibles.** — Le calcul précédent ne s'applique, en toute exactitude, qu'à des valeurs de signaux dépassant 10 volts, ce qui est exceptionnellement grand.

La détermination de l'amortissement pour des signaux faibles est beaucoup plus compliquée. Nous nous bornerons à en indiquer les résultats.

a) *Signaux*  $< 0,1$  volt.  $R_x = \frac{0,1}{I}$ .

$I$  étant l'intensité moyenne de courant qui traverse la résistance.

Par exemple, dans le cas où les signaux sont nuls, le tube diode de la figure 195 débite un courant  $I = 1,4 \mu\text{A}$  ou  $1,4 \times 10^{-6}$  A. L'amortissement correspondant est donc  $\frac{0,1}{1,4 \times 10^{-6}}$  ou environ 71.500 ohms. L'amortissement est donc considérable. Il diminue à mesure que :

1)  $R$  diminue. Mais on est limité dans cette voie par d'autres considérations.

2)  $I$  augmente — c'est-à-dire que le signal est plus important. La variation ne devient d'ailleurs importante qu'au delà de 0,1 volt.

b) *Signaux*  $< 0,3$  volt.

$$R_x = \frac{1}{2} \frac{V_m}{V} \times R_d.$$

$V_m$  étant la tension modulée appliquée.

$V$  la tension aux bornes de  $R_d$ .

Il est évident que le rapport  $\frac{V_m}{V}$  tend vers 1 quand E augmente (voir courbes). A ce moment nous retrouverons le résultat établi plus haut.

*Conclusions.* — La résistance parallèle équivalente au tube diode varie approximativement entre 70.000 et 250.000 ohms, suivant l'amplitude des signaux. D'autre part, la détection est d'autant mieux assurée que l'amplitude est plus grande. Il est donc très intéressant de ne soumettre à la détection que des signaux aussi puissants que possible.

*Toutefois, dans tous les cas, l'amortissement demeure relativement considérable.* On sait, en effet, construire des circuits oscillants dont l'impédance de résonance est de l'ordre de 500.000 ohms. L'amplification obtenue est, en règle générale, proportionnelle à cette impédance. Mais si, en parallèle sur une impédance de 500.000 ohms, nous disposons une résistance de 70.000 ohms, il est certain que l'impédance résultante sera inférieure à 70.000 ohms. Dans le cas le plus favorable ( $R_v = 250.000$ ) l'impédance résultante est de l'ordre de 160.000 ohms.

Les mêmes considérations sont encore valables pour la sélectivité, l'amortissement ayant naturellement pour résultat de réduire le facteur de sélectivité.

Il est donc intéressant de chercher s'il est possible de diminuer cet amortissement.

**256. Réduction de l'amortissement.** — Des considérations théoriques dont il est inutile de rapporter le détail permettent de montrer qu'il est, en effet, possible de réduire l'amortissement. Il suffit, pour cela, de ne soumettre à la détection qu'une partie seulement de la tension développée aux bornes du circuit oscillant (fig. 198).

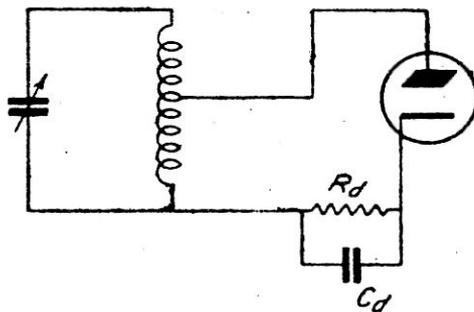


Fig. 198.

Dans le cas d'un circuit simple (comme sur la figure) on peut gagner et en sélectivité et en sensibilité. Cette dernière qualité étant déterminée par la valeur de l'impédance résultante.

A mesure qu'on diminue le nombre de spires intercalées dans la branche amortie, on observe que l'impédance augmente jusqu'à un maximum. Au moment de ce maximum, l'impédance du circuit est égale à la résistance qu'il faudrait placer en parallèle avec la totalité du circuit pour retrouver les mêmes conditions d'amortissement.

Si l'on dépasse ce maximum, la sélectivité continue d'augmenter, mais la sensibilité diminue.

S'il ne s'agit pas d'un circuit simple, mais de deux circuits couplés on augmente la sélectivité, *mais on diminue toujours la sensibilité.*

Toutefois, comme la sélectivité est une qualité indispensable, on préfère souvent perdre un peu d'amplification pour diminuer l'amortissement. On utilise fréquemment une prise médiane sur le dernier circuit oscillant.

Le même résultat peut être obtenu d'une manière plus simple par un couplage statique (fig. 199). On aura exactement l'équivalent d'une

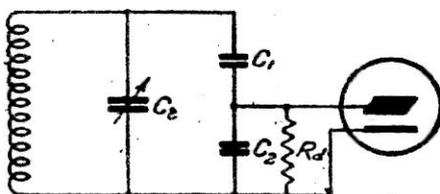


Fig. 199.

prise médiane si  $C_1 = C_2$ . Par contre, l'ensemble est en parallèle aux bornes de CV. Il y aura lieu d'en tenir compte dans l'accord.

### 257. Détection symétrique (fig. 200). — Considérons le montage

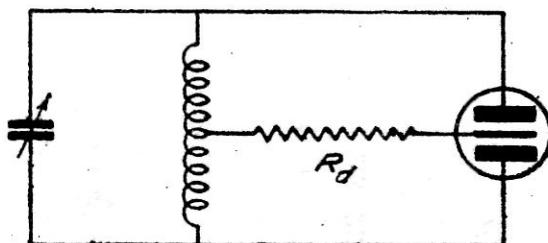


Fig. 200.

de la figure 200 qui utilise *un tube double diode* (ou duo-diode), c'est-à-dire comportant une seule cathode et deux anodes. Les tensions sont recueillies aux bornes de la résistance.

L'emploi de ce schéma n'apporte aucun avantage sur les schémas plus simples.

En effet :

a) La tension fournie par chaque diode est la moitié de la tension

qu'on obtiendrait avec un circuit comme celui de la figure 198. La tension totale est donc sensiblement égale. En réalité, elle est inférieure *parce que chaque diode recevant une tension plus faible, est plus éloigné des conditions de la détection linéaire parfaite.*

b) L'amortissement est plus important pour la même raison.

c) Aucune des extrémités du circuit oscillant n'est ramenée à la cathode qui est généralement la masse du châssis. On peut néanmoins découvrir au montage (fig. 200) un avantage précis qui justifie son emploi dans certains cas.

Les composantes à haute fréquence du courant redressé *sont constamment en opposition de phase dans  $R_d$* , si bien qu'aux bornes de cette résistance on ne trouve plus aucune de ces composantes. Il est, par conséquent, inutile de placer un condensateur aux bornes de cette résistance. Cela facilite la rectification des fréquences de modulation très élevées. En conséquence le schéma pourra être intéressant en télévision.

**258. Distorsion de détection (fig. 201 a b c).** — Considérons le circuit détecteur et le circuit d'entrée de l'étage suivant.

On peut distinguer deux composantes principales dans le courant fourni par un détecteur diode : a) composante continue, résultant de la détection de l'onde porteuse.

b) composante téléphonique résultant de la modulation. Or, on peut montrer qu'une *distorsion de détection* se produit d'autant plus que : 1° la charge en courant continu est différente de la charge en courant alternatif ;

2° que la profondeur de modulation est plus grande.

La charge en courant continu est uniquement constituée par la résistance —  $R$ . La charge en alternatif est constituée par l'ensemble  $R_d$  —  $C_d$  —  $C_i$  et  $R_p$ . En fait, l'impédance de  $C_d$  doit être négligeable par rapport à celle de  $R_p$ . On peut donc ne pas en tenir compte.

Nous sommes donc amené :

1° à prendre  $R_p$  aussi élevé que possible par rapport à  $R_d$ ; il est évident que le branchement de cette résistance, en parallèle sur  $R_d$  ne changera pratiquement rien si :

2°  $C_d$  est aussi faible que possible de manière que, pour toutes les fréquences acoustiques utiles, son impédance soit grande par rapport à  $R_d$ .

Pratiquement, on choisira pour  $R_p$  le maximum admis par le constructeur de lampes (2 ou 3 mégohms):

Pour régler la puissance acoustique, on a recours pratiquement aux montages *b* ou *c*. Dans *b* le potentiomètre est la résistance  $R_d$ . Il est évident que, sur une émission puissante, le curseur du potentiomètre est

ramené du côté M. La résistance  $R_g$  ne shunte plus qu'une fraction de  $R_d$  et son action est négligeable. On est donc dans les meilleures conditions pour atténuer la distorsion de détection.

Par contre, avec la combinaison *c* la charge en courant alternatif conserve toujours la même valeur. Il peut y avoir distorsion, même sur les émissions les plus puissantes. Il faut ajouter que la réalisation *b* exige l'emploi d'un potentiomètre d'excellente qualité, sinon le passage du courant continu provoque des crachements quand on manœuvre le curseur. C'est la raison pour laquelle le montage *c*, malgré ses défauts évidents et graves, est employé sur la plupart des récepteurs à bon marché.

**259. Tubes détecteurs combinés : Duo-diode-triode, duo-diode-penthode.** — En général, les tensions téléphoniques fournies par un détecteur diode sont trop faibles pour être transmises directement au tube de puissance. Il faut donc, le plus souvent, intercaler un étage

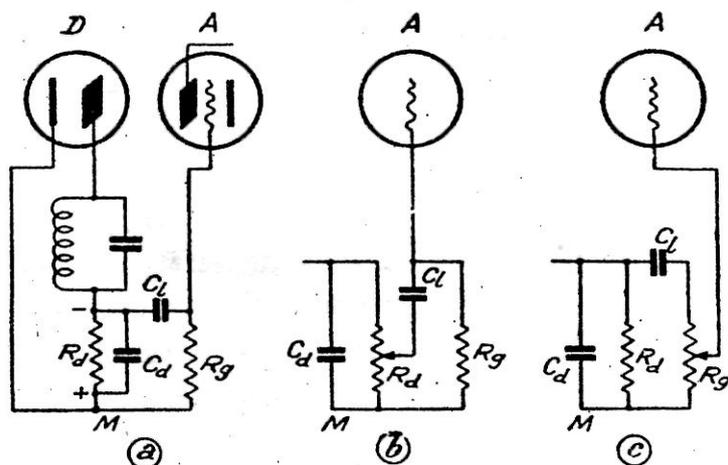


Fig. 201.

d'amplification entre le tube diode et le tube final. Ce tube intermédiaire est appelé soit *tube d'attaque* soit *tube préamplificateur*.

L'élément détecteur D et l'élément amplificateur A peuvent être placés dans la même ampoule. Bien mieux, la cathode peut être commune. On prend soin, toutefois, de placer un blindage ou un écran entre les deux éléments pour éviter des *couplages par capacité* ou des *couplages électroniques*.

Le même tube comporte souvent, non pas un seul élément diode mais deux. L'un est utilisé pour la détection proprement dite, l'autre pour une fonction auxiliaire comme, par exemple, la régulation.

Suivant la nature de l'élément amplificateur on obtiendra ainsi des tubes *duo-diode-triode* ou *duo-diode-penthode*.

Le schéma d'utilisation ne diffère pas, en principe, de la figure 201 *a*.

260. Ancienne détection par condensateur shunté (fig. 202). — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre le fonctionnement de l'ancienne méthode de détection dite *par la grille* ou *par condensateur shunté* (fig. 202). L'ensemble, constitué par la cathode et la grille constitue,

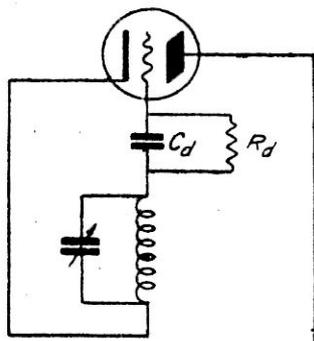


Fig. 202.

en réalité, un détecteur diode. Les tensions sont appliquées entre cathode et grille et, par conséquent, déterminent des variations du courant anodique. Il y a donc simultanément détection et amplification et, en premier examen, le système est équivalent à celui de la figure 201.

Il y a cependant des différences essentielles.

1) En même temps que les tensions téléphoniques, la tension continue qui existe entre les bornes de  $R_d$  est appliquée entre grille et cathode.

La polarisation au repos est très faible. Elle est, en pratique, de l'ordre de 0,5 volt. Cette valeur serait insuffisante si la tension anodique était assez élevée. On est donc dans la nécessité de n'utiliser qu'une tension anodique relativement faible.

2) A mesure que l'on soumet au détecteur des signaux plus forts, la tension continue aux bornes de  $R_d$  augmente. La polarisation devient alors de plus en plus grande. Pour des signaux assez puissants elle correspond au coude inférieur de la caractéristique. Il y a, en conséquence, production de distorsion.

Le phénomène sera tel que la détection par la grille ne peut s'accommoder que de signaux faibles. Elle ne peut donc pas être linéaire. Pour obvier à cet inconvénient il faudrait utiliser une tension anodique très élevée. Mais le paragraphe précédent nous fait comprendre que c'est impossible.

3) En même temps, des tensions à haute fréquence sont également transmises à la grille. Elles sont amplifiées, elles aussi, et peuvent donner lieu à des défauts de stabilité.

Nous verrons plus loin qu'on peut utiliser ces tensions pour faire des montages à réaction.

Le tube utilisé pour la détection par condensateur shunté peut être un tube triode, penthode ou tétrode. On obtiendra naturellement une sensibilité plus grande avec ces deux derniers.

**261. Détection dite « de puissance » par la grille.** — Le principe de la détection dite *de puissance* ne diffère pas de la détection normale. On prend soin d'utiliser une résistance de grille plus faible : 250.000 ou 500.000 ohms au lieu de 1 ou 2 mégohms et, surtout, on applique à l'anode une tension nettement plus grande.

Pour un même tube, on appliquera, par exemple, 40 à 60 volts pour la détection ordinaire alors qu'on utilisera 120 ou même 150 volts pour la détection de puissance. Ces deux modifications concourent au même but qui est d'éviter d'utiliser le tube dans les régions de caractéristiques coudées.

Mais l'intensité anodique du tube, dont la polarisation est pratiquement nulle au repos, dépasse généralement les limites prévues par le constructeur. D'autre part, la sensibilité est plus faible.

Les conditions normales de fonctionnement du tube ne sont respectées que pour des signaux d'amplitude assez grande. La chute de tension dans  $R_d$  (fig. 202) est alors assez grande pour fournir au tube la polarisation normale.

Ce système n'a plus aujourd'hui aucun intérêt puisque l'emploi d'un détecteur diode et d'un amplificateur séparé (qui peut être inclus dans la même ampoule) permet d'obtenir les avantages réunis de la détection normale et de la détection de puissance en évitant les inconvénients des deux.

**262. Détection par la « courbure de plaque » ou « par la plaque »** (fig. 203). — Le montage de la figure 203 ne diffère point, en principe, d'un montage d'amplificateur à haute fréquence. Toutefois, la tension de polarisation est réglée pour que le point de fonctionnement au repos corresponde au coude inférieur de la caractéristique ou, pratiquement, à l'annulation presque complète de l'intensité anodique. Dans ces conditions, les alternances positives pourront seules déclencher l'apparition d'un courant anodique. Les alternances négatives ne produiront aucun effet. C'est ce que permet de vérifier, d'une manière plus précise, la construction figure 204. Il résultera de cette action que l'intensité moyenne de plaque sera proportionnelle à l'enveloppe de la modulation et que la tension téléphonique sera disponible aux bornes de  $R_{\omega}$ .

La détection par la plaque peut être utilisée avec un tube penthode, ou tétrode, aussi bien qu'avec un tube triode. Elle serait linéaire si la caractéristique dynamique était rigoureusement droite. Mais il faut

compter avec la courbure inférieure. Aussi peut-on imaginer que la détection sera *square law* pour les faibles amplitudes. Pour les amplitudes importantes elle pourra être presque parfaitement linéaire, à condition que

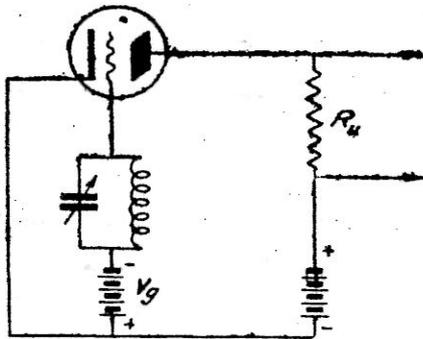


Fig. 203.

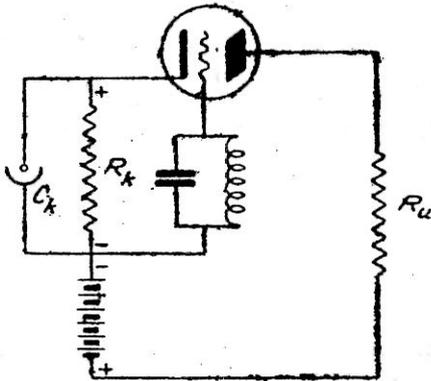


Fig. 205.

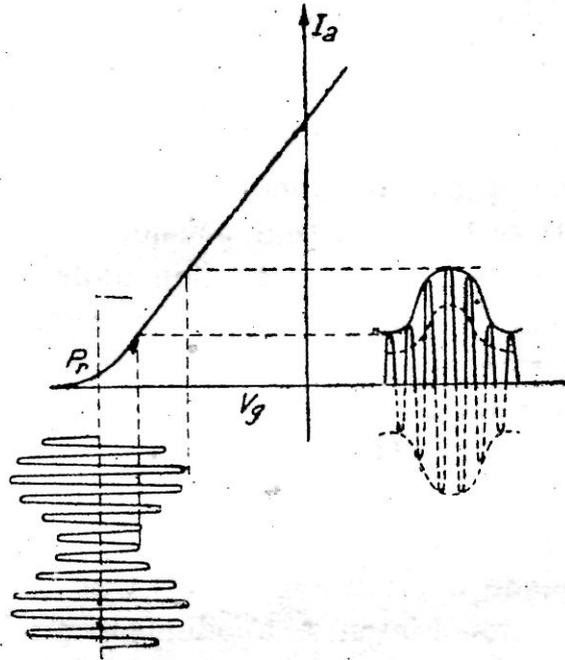


Fig. 204.

la profondeur de modulation ne soit pas excessive. Rappelons en passant qu'on arrive à cette même limitation avec la détection par diode.

La détection par la plaque présentait surtout de l'intérêt avant l'emploi de la détection par diode. Elle avait, sur la détection par condensateur shunté, l'avantage de pouvoir fournir directement des tensions téléphoniques très importantes, suffisantes, en général, pour attaquer directement un tube de forte puissance.

De plus, *l'amortissement est nul*. Le circuit oscillant se borne à modifier le potentiel de grille et l'énergie de détection est empruntée à la batterie anodique. On peut encore s'expliquer cette remarque en observant que le détecteur diode est un *redresseur*, alors que le détecteur par la plaque est un *relais*.

On peut considérer la détection par condensateur shunté comme une détection diode suivie d'un étage d'amplification téléphonique. Par contre, la détection par la plaque sera l'équivalent d'une détection *précédée* d'une amplification à haute fréquence.

Dans les récepteurs modernes, alimentés sur le secteur, il serait impra-

ticable d'utiliser une batterie  $V_p$  ou un redresseur spécial pour polariser la grille du tube. On peut faire appel à une chute de tension dans une résistance. Cette chute de tension peut être produite par le courant anodique du tube.

On arrive ainsi au montage de la figure 205. Le mécanisme du fonctionnement est quelque peu différent de celui qui correspond à la figure 203. En effet, dans ce dernier cas, la polarisation est fixe et ne dépend nullement de l'amplitude de la tension transmise au détecteur.

Il n'en est plus de même pour la figure 205. La résistance est choisie de telle sorte que le point de fonctionnement soit voisin du point d'annulation du courant anodique. Il est évident qu'on ne peut obtenir exactement cette annulation puisque cela supposerait une intensité nulle et, en conséquence, une tension nulle au bornes de  $R_k$ . Cela suppose  $R_k$  infiniment grand — ce qui ne saurait avoir aucun sens. En pratique, on réglera  $R_k$  pour que l'intensité anodique soit, par exemple, de 0,0001 A. Le fonctionnement du tube, comme amplificateur, correspondrait à une intensité de 0,004 A par exemple.

Un condensateur de très grande capacité (10 à 20 mF) est branché aux bornes de  $R_k$ .

Quand une tension HF est transmise à la grille, il en résulte une augmentation d'intensité anodique moyenne et, en conséquence, une augmentation de tension entre les bornes de  $R_k$ . Tout se passe donc comme si la caractéristique glissait vers la gauche. On obtient là un fonctionnement tout à fait semblable à celui du détecteur diode. Ce mode de détection est plus rigoureusement linéaire que le montage figure 203, et comme le montage fig. 203, n'apporte aucun amortissement au circuit oscillant.

**263. Détection plaque dite détection Sylvania (fig. 205 bis).** — La détection « Sylvania » (nom de la firme américaine qui en préconise l'emploi) est une forme particulière de la détection par la plaque. Le montage est donné fig. 205 bis.

La résistance élevée  $R_a$  placée dans le retour de la cathode sert à polariser la lampe et, en même temps, constitue la charge anodique. Cette résistance n'étant shuntée que par une capacité faible  $C_a$  provoque, en même temps, la naissance d'une tension de contre-réaction d'intensité qui corrige l'effet de courbure de la caractéristique. Toutefois, il n'y a pas, comme on l'a prétendu, contre-réaction de détection (ce qui n'aurait aucun sens). Le taux de contre-réaction étant égal à 1, la lampe ne fournit aucune amplification. Il en résulte que la sensibilité est la même que s'il s'agissait d'un simple détecteur diode.

La distorsion de modulation peut se produire si l'impédance de charge en courant continu diffère de l'impédance de charge en courant alternatif.

On pourra donc faire, à ce propos, les mêmes observations que pour le

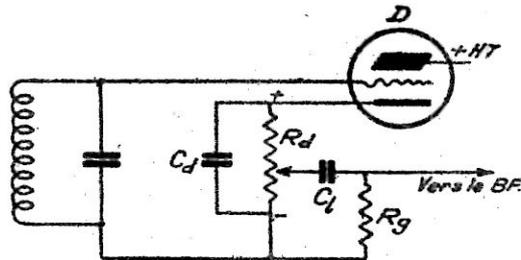


Fig. 205 bis.

détecteur diode (voir n° 258). La tension continue qui naît entre les extrémités de  $R_d$  n'a pas le même sens que s'il s'agissait d'un montage diode. Elle ne peut donc pas être utilisée pour la commande automatique de sensibilité.

**264. Voltmètres amplificateurs<sup>1</sup>.** — Quel que soit le principe d'un détecteur, on peut observer que l'injection d'une tension à haute fréquence se traduit par l'apparition d'un courant continu et d'une composante alternative qui est l'enveloppe de la modulation. Il existe une relation constante entre l'intensité de la composante continue et l'amplitude de la tension à haute fréquence. On peut donc mesurer la tension à haute fréquence à l'aide de l'intensité continue. C'est cette remarque qui est à la base de nombreux modèles de voltmètres amplificateurs.

Un montage analogue à celui de la figure 203 a l'avantage de ne soustraire aucune énergie aux circuits. Avec les tubes modernes, il permet de mesurer des tensions à haute fréquence d'une amplitude minimum de l'ordre de 0,1 volt. Si cette sensibilité n'est pas suffisante, on peut naturellement faire précéder le voltmètre d'un ou plusieurs étages d'amplification. L'étalonnage du voltmètre amplificateur peut être fait avec des tensions à 50 périodes, ce qui est particulièrement commode.

Il convient de noter, en passant, que, si le montage de la figure 203 n'introduit pratiquement aucun amortissement, il peut néanmoins modifier la capacité des circuits et provoquer des dérèglages. Toutefois, la correction est toujours facile à faire.

On peut aussi utiliser soit un détecteur diode, soit un détecteur grille (fig. 202). Ce dernier montage peut être considéré comme une détection diode suivie d'un étage d'amplification *en courant continu*. La sensibilité est plus grande qu'avec le montage 203. Par contre l'amortissement est notable. On peut aussi utiliser l'association d'un détecteur diode avec un étage d'amplification à courant continu.

1. Pour les détails de réalisation voir Tome III, page 40 et suivantes.

## CHAPITRE XV

### Tubes générateurs d'oscillations entretenues. Émetteurs pilotes. Stabilisation par quartz.

**265. Généralités.** — Les oscillations libres d'un circuit s'éteignent rapidement à cause de l'amortissement. Nous avons déjà indiqué dans les pages précédentes que les oscillations sont entretenues si l'on peut réaliser un dispositif capable de restituer au circuit l'énergie dégradée pendant l'alternance précédente. De la sorte, l'amplitude reste constante et les oscillations sont entretenues.

Nous avons choisi comme exemple le balancier d'une horloge. *L'échappement* est un mécanisme qui, à chaque oscillation, transmet une petite impulsion au balancier.

Si l'énergie emmagasinée était distribuée au hasard, il y aurait des impulsions dans tous les sens et aucun mouvement régulier du balancier ne pourrait se produire. L'échappement se charge de distribuer judicieusement et harmonieusement l'énergie.

Le tube triode permet d'obtenir précisément cet effet. L'énergie motrice est celle du circuit anodique et l'impulsion d'entretien est transmise par le circuit d'anode, commandé par le circuit de grille. La réaction grille-plaque joue exactement le rôle de l'échappement.

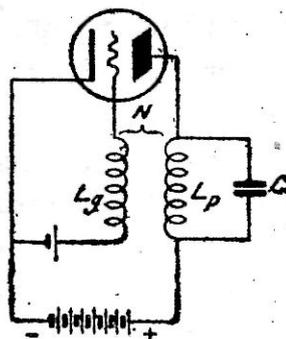


Fig. 206.

**266. Étude élémentaire.** — Soit le montage figure 206 comportant un circuit accordé  $L_p C$ , dont la bobine est couplée avec une autre inductance  $L_g$  placée dans le circuit de grille du tube.

Supposons qu'une impulsion électrique quelconque soit transmise au circuit. En pratique, cette impulsion existe toujours, ne serait-ce que grâce aux petites variations du débit électronique de la cathode. Admettons que cette impulsion ait pour effet une diminution de l'intensité anodique instantanée.

Cette variation d'intensité se traduit par l'apparition d'une tension induite dans l'inductance de grille. Le sens du couplage entre  $L_p$  et  $L_g$  peut être tel que cette tension vienne diminuer la tension de grille instantanée. *Il en résulte alors une diminution nouvelle de l'intensité anodique.* Le phénomène se poursuit ainsi, jusqu'au moment où l'intensité anodique est nulle. A ce moment-là, il n'y a plus de courant anodique et, en conséquence, plus de tension induite, aux bornes de l'inductance.

Le système tend à reprendre l'état initial. De décroissant qu'il était, le courant d'anode devient croissant. La tension induite entre les bornes de  $L_g$  tend, cette fois, à augmenter et, en conséquence, vient accélérer l'augmentation d'intensité.

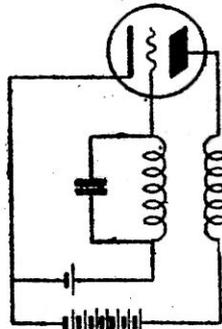


Fig. 207.

Grâce à ce même phénomène, le point d'équilibre normal est dépassé et le courant anodique croît jusqu'à la saturation. A ce moment, il y a un nouveau renversement du phénomène pour les mêmes raisons.

Le montage sera donc le siège d'impulsions successives qui se règlent tout naturellement sur la fréquence propre du circuit  $L_p C$ , exactement comme les impulsions du balancier de l'horloge se règlent sur la fréquence propre à ce balancier.

Nous avons supposé que, d'un côté, la diminution de courant anodique allait jusqu'à l'intensité nulle et, de l'autre, jusqu'au courant de saturation. En réalité, il n'en est pas ainsi : ce sont des limitations dans la pente des caractéristiques qui interviennent. L'inclinaison tend à diminuer des deux côtés (voir fig. 108) et il y a une valeur limite qui dépend, d'ailleurs, du couplage entre  $L_p$  et  $L_g$ .

Le même raisonnement serait valable si le circuit accordé était disposé dans le circuit de grille (fig. 207).

Enfin, les circuits de grille et de plaque peuvent être couplés par d'autres moyens qu'une inductance mutuelle. On pourra, par exemple, les coupler par une capacité ou utiliser un couplage mixte.

**267. Étude mathématique élémentaire.** — Considérons le schéma (fig. 208 a). Nous supposons qu'il existe un courant anodique de valeur moyenne  $i$ , et un courant variable dans le circuit oscillant, dont la valeur instantanée est  $i$ .

Entre les deux inductances existe un coefficient d'induction mutuelle  $N$ . Dans ces conditions, la tension induite par le courant anodique entre cathode et grille est  $N \frac{di}{dt}$ . Le mécanisme d'amplification du tube fait alors apparaître dans le circuit de plaque une force électromotrice —  $\mu N \frac{di}{dt}$  si  $\mu$  est le coefficient d'amplification du tube.

Nous avons disposé dans le circuit de grille une batterie de polarisation telle, qu'à aucun moment du fonctionnement, il n'y ait production de courant de grille. Il en résulte qu'aucun courant ne parcourt l'inductance de grille et qu'en somme, celle-ci est à circuit ouvert.

Tout se passe donc, en définitive, comme si le circuit oscillant était seul dans le circuit de plaque, ce dernier lui transmettant une tension —  $\mu N \frac{di}{dt}$  à la suite d'une variation  $di$ .

Le système se ramène donc à la figure 208 b).

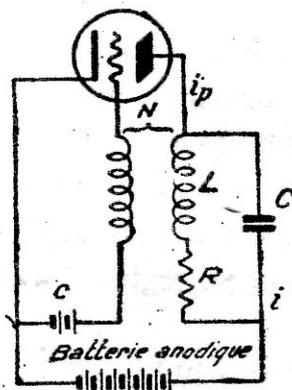


Fig. 208 a.

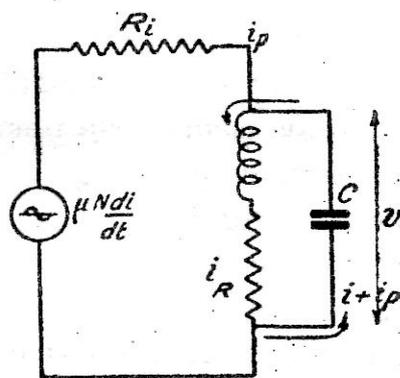


Fig. 208 b.

Nous pouvons alors écrire, dans le circuit oscillant :

$$\left\{ \begin{array}{l} L \frac{di}{dt} + Ri + v = 0 \\ C \frac{dv}{dt} = i + i_p \end{array} \right. \quad (1) \quad (2)$$

Dans le circuit extérieur :

$$Ri_p + v + \mu N \frac{di}{dt} = 0. \quad (3)$$

L'équation (1) nous donne :

$$v = -L \frac{di}{dt} - Ri \quad (4)$$

et

$$\frac{dv}{dt} = -L \frac{d^2i}{dt^2} - R \frac{di}{dt}. \quad (5)$$

Valeur que nous pouvons porter dans (2) :

$$C \left( -L \frac{d^2i}{dt^2} - \frac{R di}{dt} \right) = i + i_p$$

d'où :

$$i_p = -C \left( L \frac{d^2i}{dt^2} + R \frac{di}{dt} \right) - i.$$

Expression que nous remplaçons dans (3) et qui avec (5) nous donne :

$$L \frac{d^2i}{dt^2} + \left( R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right) \frac{di}{dt} + \left( 1 + \frac{R}{R_i} \right) \frac{1}{C} i = 0.$$

*C'est l'équation que nous avons déjà établie pour un circuit oscillant. Toutefois, la résistance est remplacée par l'expression :*

$$\left( R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right). \quad (6)$$

La capacité serait :

$$C \frac{R_i}{R_i + R}. \quad (7)$$

### 268. Résistance effective. Résistance négative. Amortissement.

— *Le coefficient d'amortissement du circuit sera :*

$$a = \frac{1}{2L} \left( R + \frac{L - \mu N}{R_i C} \right).$$

On voit qu'il peut devenir nul si :

$$R = - \frac{L - \mu N}{R_i C}. \quad (8)$$

C'est pour cette raison que cette dernière expression est désignée sous le nom de *résistance négative*. Pour augmenter ce terme, il suffit d'augmenter le couplage  $N$  qui est à notre disposition. Il faut, naturellement, que  $N$  ait le signe convenable sinon nous observerons une augmen-

tation de l'amortissement (contre-réaction). Nous retrouvons là l'hypothèse déjà faite dans les §§ 229 et suivants.

Pour la condition (8) on dira que le système est à la limite d'entretien. Physiquement, les oscillations conservent exactement l'amplitude qu'on leur a donnée.

Pour  $R < -\frac{L - \mu N}{R_i C}$  le circuit a une résistance négative. Physiquement cela correspond au phénomène suivant : *l'amplitude des oscillations s'accroît indéfiniment*. Il est évident que ce résultat absurde ne peut correspondre à la réalité.

Mais nous avons fait l'hypothèse qu'il n'y avait pas de *courant de grille*. En fait, dès que l'amplitude des tensions induites dans l'inductance de grille dépasse la polarisation, il y a production d'un courant de grille. Il devient alors impossible de considérer isolément le circuit de plaque. Le circuit de grille introduit un amortissement croissant qui vient limiter automatiquement l'amplitude.

**269. Influence du tube sur la fréquence produite.** — La pulsation des oscillations libres du système sera donnée par l'expression :

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

En règle générale,  $R$  sera très faible et  $R_i$  très grand, *il en résultera que les oscillations seront très sensiblement entretenues à la fréquence des oscillations libres du circuit supposé seul*. Nous retiendrons que cette condition sera d'autant mieux remplie que  $R$  sera plus petit (circuit à faibles pertes) et  $R_i$  plus grand (Tube à grande résistance interne). Nous pourrions, éventuellement, augmenter  $R_i$  en plaçant une résistance en série dans le circuit de plaque.

On peut encore envisager sous un autre angle la variation de fréquence introduite par le tube.

Reprenons l'expression (7) du calcul précédent. Le circuit oscillant fictif correspondant au système figure 208 aurait une capacité égale à  $C \frac{R_i}{R_i + R}$ . Cette valeur ne diffère pas de  $C$  si  $\frac{R_i}{R_i + R} = 1$  c'est-à-dire si l'on peut négliger  $R$  devant  $R_i$ .

**270. Influence du courant de grille.** — D'après ce qui précède, la fréquence des oscillations produites semble être indépendante du couplage, représenté par  $N$  dans le calcul ci-dessus. *En réalité, ce résultat n'est valable que dans l'hypothèse d'un courant de grille nul*. Nous avons

déjà indiqué plus haut que cette condition était toute théorique. En pratique, c'est précisément l'influence du circuit de grille qui introduit les plus grandes modifications de la fréquence.

La résistance moyenne de l'espace filament-grille dépend directement de l'amplitude des oscillations. Quand cette résistance n'est pas infinie, on ne peut admettre que l'enroulement grille est à circuit ouvert. Pratiquement la fréquence produite sera d'autant plus différente de celle du circuit accordé supposé seul que le couplage sera plus serré.

On réduira l'influence du circuit de grille en diminuant l'intensité du courant qui le traverse. L'emploi d'une polarisation par batterie est possible. Il est cependant assez limité. La batterie doit nécessairement avoir une tension inférieure à celle qui correspond à la suppression du courant de plaque au repos. En effet, dans ces conditions, les oscillations ne pourraient pas s'amorcer. Il serait d'ailleurs possible d'obtenir un fonctionnement stable à condition de pouvoir déclencher l'apparition des oscillations.

On préfère généralement utiliser la méthode du condensateur shunté qui a l'avantage d'être automatique et auto-régulatrice. On introduit

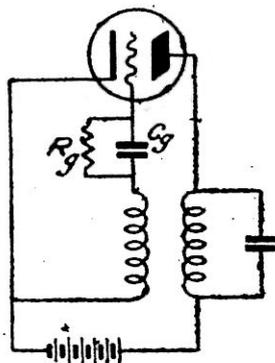


Fig. 209.

dans le circuit de grille (fig. 209) une résistance élevée  $C_g$ , shuntée par un condensateur  $R_g$ . Le courant de grille, provenant de la rectification des oscillations, produit une chute de tension entre les extrémités de  $R_g$  et polarise automatiquement la grille. Au repos, il n'y a pas de polarisation, ce qui est favorable à l'amorçage. En fonctionnement la polarisation croît avec l'amplitude.

**271. Quelques montages d'émission.** — Il serait fastidieux et inutile de passer en revue tous les montages réalisables. Nous nous bornerons à en citer quelques-uns seulement.

Un des plus connus est le *montage Hartley* (fig. 210). Le circuit oscillant

est branché entre grille et plaque. Il est aisé de voir que le principe est le même que celui de la figure 209. La bobine unique comporte une prise médiane si bien qu'on peut la considérer comme deux bobines réalisées l'une au bout de l'autre. D'ailleurs, la variante connue sous le nom de

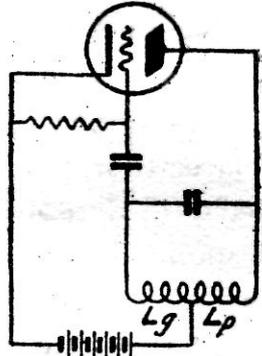


Fig. 210.

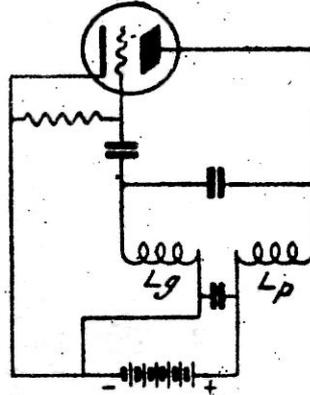


Fig. 211.

*split Coil Hartley* (fig. 211) ou *Hartley à bobine coupée* est bien nette à cet égard.

Dans les montages précédents la source d'alimentation est placée en série avec le circuit anodique. Mais on peut aussi la placer en parallèle et on obtient alors d'autres variantes. La figure 212 donne le schéma d'un *Hartley à alimentation parallèle*. Il est nécessaire de prévoir une

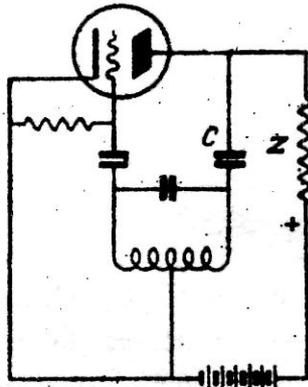


Fig. 212.

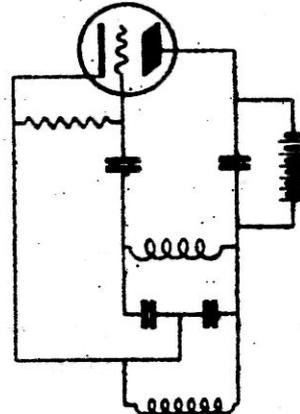


Fig. 213.

impédance  $Z$  pour éviter la mise en court-circuit de la bobine de plaque par la batterie ou la source anodique.

Le montage *Colpitts* est représenté figure 213. C'est la réplique du montage Hartley à cette différence près que la prise intermédiaire pour diviser les circuits de plaque et de grille est faite, non pas sur la bobine mais sur le condensateur. On imaginera facilement la variante à alimentation parallèle.

*Montages Mesny.*

Les montages Mesny sont particulièrement bien adaptés à la production des ondes courtes. Ce sont, en somme, des montages « push-pull » ou symétriques prévus pour l'émission. Nous en donnons un exemple figure 214. La résistance de grille  $R_g$  peut ne pas être shuntée. On peut

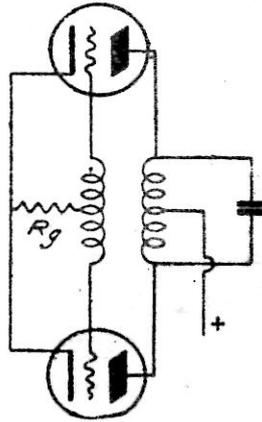


Fig. 214.

voir, en effet, que les composantes alternatives qui la traversent sont continuellement en opposition de phase.

On peut facilement imaginer des montages Mesny dérivés de l'Hartley, du Colpitts, etc., etc...

**272. Stabilité de la fréquence.** — Il est extrêmement important que la fréquence émise par les générateurs soit invariable pour un réglage donné. Or, nous venons d'indiquer plus haut que la fréquence était fixée par les constantes du circuit oscillant, mais aussi par les *tensions d'alimentation du tube*. Il est intéressant de réduire cette dernière influence au minimum. C'est à cette seule condition qu'on pourra construire des ondemètres à lampes, par exemple.

Parmi les facteurs qui agissent favorablement sur la stabilité on peut citer les suivants :

1° Emploi d'un tube à grand coefficient d'amplification et, surtout, à grande résistance intérieure. On peut introduire une résistance en série dans le circuit d'anode.

2° Circuit oscillant constitué par une grande capacité et une inductance relativement faible.

3° Inductance de réaction faible et aussi faiblement couplée que possible.

4° Courant de grille aussi réduit que possible (condensateur shunté). Ce qui suppose la production d'oscillations de faible amplitude.

En appliquant simplement les indications précédentes, on peut obtenir une stabilité de l'ordre de  $10^{-4}$  pour des variations de 10 % dans les tensions d'alimentation. Cette précision est suffisante dans un certain nombre de cas.

**273. Cas de la radiodiffusion et de l'émission en général. Émetteur pilote.** — Pour de nombreux autres cas, une précision plus grande est indispensable. Pour éviter les interférences, les stations d'émission doivent occuper très exactement la longueur d'onde qui leur est assignée.

On pourrait utiliser les principes exposés dans les paragraphes précédents pour obtenir la stabilité nécessaire. Mais cela soulèverait des difficultés certaines et presque insurmontables.

Un émetteur puissant aura forcément des inductances de dimensions relativement grandes. Pour éviter toute déformation mécanique — cause d'une variation dans les constantes électriques — il serait nécessaire de placer l'émetteur tout entier dans une enceinte à température constante.

On préfère avoir recours à une solution très différente : celle de l'émetteur pilote. On désigne par ce terme un émetteur à très faible puissance qui est chargé d'exciter ou de piloter un amplificateur de puissance. Ce dernier porte les oscillations produites à l'amplitude que l'on désire.

Comme l'émetteur pilote est de petites dimensions, il est relativement facile de le soustraire entièrement à toutes les influences extérieures. On pourra sans difficulté le placer dans une enceinte maintenue à une température invariable par un thermostat.

Enfin, il devient impossible de stabiliser rigoureusement la fréquence émise à l'aide d'un diapason ou d'une lame de quartz.

**274. Propriétés des lames de quartz.** — Nous avons exposé dans le tome I, § 56, page 67, que, si l'on comprime une lame de quartz, on fait apparaître des charges électriques égales, mais de signe contraire sur les deux faces opposées. Inversement, si l'on applique des charges électriques on provoque, soit une dilatation, soit une compression, suivant le sens du champ électrique. Le quartz est, de plus, un matériau doué d'élasticité.

Si nous faisons cesser la compression sur une face, le cristal reprendra son volume mais pourra décrire une série d'oscillations de part et d'autre de sa position d'équilibre. De même, les branches d'un diapason ne reprennent leur position de repos qu'après avoir décrit un certain nombre d'oscillations. Mais alors que le diapason oscille tout au plus à quelques

milliers de périodes par seconde, la lame de quartz peut osciller à de très hautes fréquences. Il s'agit, ne l'oublions pas, de vibrations élastiques, qui se communiquent à l'air, et produisent ainsi des vibrations ultra-sonores. Le quartz ne produit pas de rayonnement. Mais, ses vibrations mécaniques étant accompagnées de phénomènes électriques (piézo-électricité) on peut passer sans difficulté, de la vibration mécanique au courant de haute fréquence et, de ce dernier, au rayonnement hertzien.

Les oscillations des lames de quartz convenablement taillées sont extrêmement peu amorties. On peut, sous certaines réserves, assimiler un cristal à un circuit oscillant dont l'inductance serait relativement très grande (quelques henrys), la capacité très faible. Le facteur de surtension serait de l'ordre de 10.000 c'est-à-dire beaucoup plus élevé que celui du meilleur circuit oscillant réalisable. Il en résulte que le quartz est comparable à un circuit d'une sélectivité énorme et ne peut osciller que dans une bande de fréquences extrêmement mince.

Le quartz cristallise dans le système rhomboédrique. La figure 215 a)

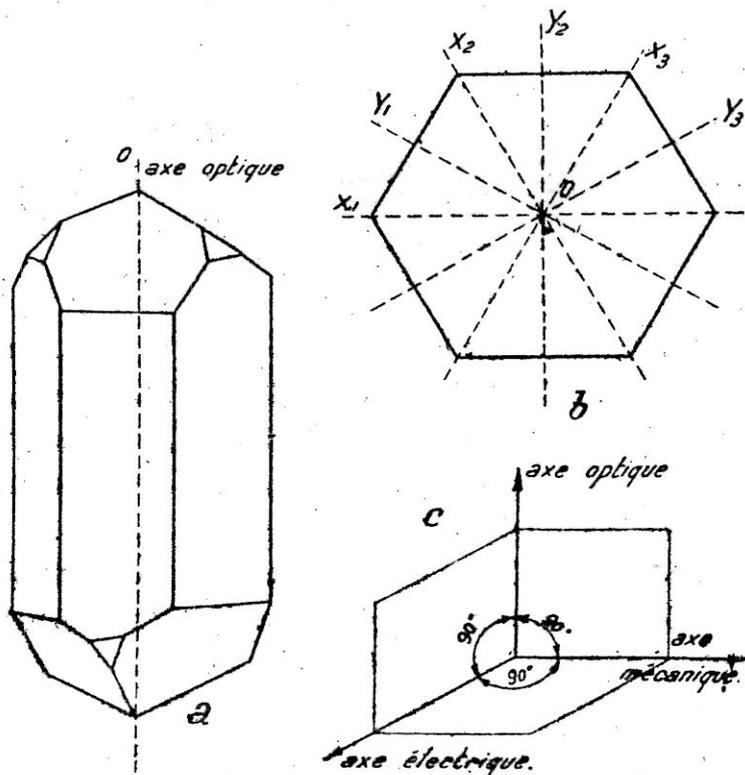


Fig. 215.

représente un échantillon idéal qu'il est, d'ailleurs, extrêmement rare de trouver complet dans la nature. L'axe longitudinal est l'axe optique. Les troncatures de pyramides font que la symétrie est simplement ternaire. Il y a donc trois axes mécaniques, perpendiculaires aux faces latérales

et trois axes électriques, perpendiculaires à ces derniers. Une lame taillée dans le plan d'un axe mécanique, perpendiculairement à un axe électrique, a un coefficient de température *négligé* de l'ordre de  $5 \cdot 10^{-5}$ . S'il est taillé dans un plan perpendiculaire le coefficient de température est *positif* et de même grandeur absolue. Il est donc certain qu'à une certaine position intermédiaire correspondra un coefficient de température sensiblement nul.

Certains auteurs donnent à ce sujet des chiffres précis, mais les travaux récents de M. Armand de Gramont ont montré que la question n'était pas aussi simple qu'on pouvait le croire. L'angle de taille optimum dépend, en particulier, de l'épaisseur de la lame.

**275. Oscillateur à quartz.** — Le montage le plus simple est indiqué figure 216. La lame de quartz, généralement un disque, est placée entre

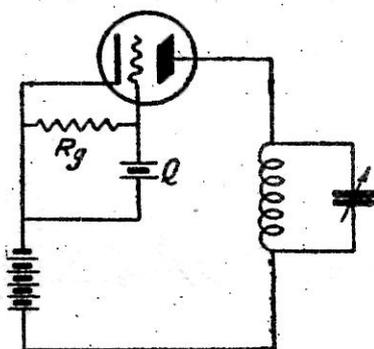


Fig. 216.

deux armatures qui laissent un léger intervalle d'air, ou, mieux, de vide. Le condensateur à quartz ainsi réalisé est inséré dans le circuit de grille d'un tube triode. La tension de grille est définie, soit par une résistance de fuite  $R_g$ , soit par un ensemble comportant résistance et inductance. Le circuit de plaque est constitué par un circuit oscillant dont les constantes correspondent à la fréquence du cristal. Il faut noter d'ailleurs que ce circuit *ne doit pas être exactement accordé*. Ce n'est pas lui qui détermine la fréquence produite. Un dérèglement de ce circuit n'agit pratiquement pas sur la fréquence mais uniquement sur l'amplitude.

Le transfert d'énergie nécessaire entre les circuits de grille et de plaque s'opère par la capacité interne du tube.

Il existe, d'ailleurs, de multiples variantes de ce schéma. Mais le principe reste le même.

**276. Fréquence émise. Puissance. Stabilité. Emploi de tourmaline.** — La longueur d'onde dépend de l'épaisseur du cristal et de l'angle

de taille. Elle est comprise entre 103 et 160 mètres de longueur d'onde par millimètre d'épaisseur. Elle varie, d'ailleurs, légèrement avec l'échantillon examiné.

L'expérience montre qu'on ne peut faire subir à un cristal des vibrations de trop grande amplitude. Il est d'abord le siège d'un échauffement anormal. Ensuite, il ne tarde pas à se briser et à perdre rapidement ses propriétés oscillatoires.

En donnant une forme spéciale à la lame vibrante on peut lui faire subir des vibrations d'amplitude beaucoup plus importante<sup>1</sup>.

Pour obtenir la stabilisation des ondes les plus courtes, on serait amené à utiliser des lames de quartz extrêmement minces. Au-dessous de 100 mètres (épaisseur de l'ordre du mm.) on préfère utiliser des systèmes doubleurs de fréquences. Pour contrôler une onde de 60 mètres, on utilisera par exemple, un quartz oscillant sur 120 mètres et on doublera la fréquence. On peut aussi sélectionner un harmonique.

Il existe aussi des tailles spéciales qui permettent d'obtenir des oscillations de très haute fréquence avec une épaisseur relativement grande de quartz.

Pour que la fréquence soit rigoureusement stable il faut maintenir le quartz à température et à pression constantes.

Dans ces conditions, il n'est pas impossible d'obtenir une stabilité de l'ordre de  $10^{-7}$ .

Cette stabilité est si bonne qu'on a pu réaliser des horloges garde-temps, contrôlées par quartz, dont la précision est du même ordre de grandeur que celle des horloges astronomiques.

Par le procédé des *contours isoélastiques*, M. de Gramont, a pu réaliser des quartz oscillant directement sur 6 mètres (50 millions de cycles-seconde) dont l'épaisseur n'était que de 0,08 mm.

On peut aussi avoir recours aux lames de tourmaline (Borosilicate d'aluminium) qui ont une épaisseur plus grande pour une même fréquence.

**277. Émetteur à oscillateur piloté.** — Un émetteur moderne, comme ceux qui sont utilisés dans les stations de radiodiffusion comportera les éléments suivants (fig. 217) :

Tout d'abord, l'*oscillateur pilote* ou *maître oscillateur* contrôlé par un cristal et donnant, tout au plus, une puissance haute fréquence de quelques watts. L'ensemble oscillateur est complètement blindé et placé généralement dans une enceinte à température et, parfois, à pression constantes.

La tension à haute fréquence fournie est ensuite amplifiée. On utilise

1. Voir appendice.

des montages classe B ou classe C de manière à obtenir un rendement aussi bon que possible. A mesure que l'amplitude est plus grande, on utilise des tubes plus puissants, qui sont ou des triodes ou des pentodes.

Quand on emploie des triodes, il est indispensable de neutrodyner

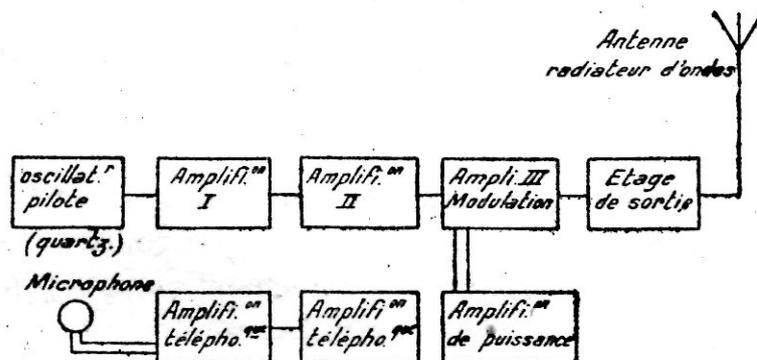


Fig. 217.

les étages successifs pour éviter les réactions. On tend aujourd'hui à utiliser des tubes pentodes spéciaux.

La modulation est généralement introduite avant l'étage final. Pour ce dernier, on fabrique des tubes dont la puissance peut atteindre 300 kilowatts. Bien que le principe soit rigoureusement identique à celui des petits tubes de réception on conçoit sans peine que la construction puisse en différer notablement. Ces tubes à grande puissance sont généralement refroidis par circulation d'eau.

L'émetteur correspond ainsi à la disposition schématique de la figure 217.

**278. Oscillateurs à dynatron.** — Lorsque la grille d'un tube est portée à une tension supérieure à la tension plaque (voir plus haut, §§ 153-154) on obtient un dispositif à résistance négative. Cette résis-

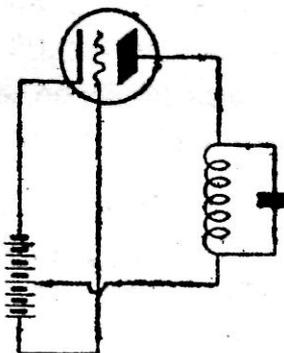


Fig. 218.

tance négative peut être utilisée pour neutraliser la *résistance positive* d'un circuit oscillant. De la sorte, il est possible de produire des oscillations entretenues.

On utilisera, par exemple, le montage de la figure 218. On peut aussi

employer un tube tétrode, en portant l'écran à une tension supérieure à la tension de plaque.

Les oscillations se produiront d'autant plus facilement que le circuit aura un amortissement plus faible.

Les dynatrons ont cet avantage de fournir une fréquence d'oscillation à peu près complètement indépendante du tube et des constantes d'alimentation.

Nous répétons qu'il faut se garder d'utiliser un tube quelconque, à moins de consulter le constructeur sur les caractéristiques que l'on se propose de réaliser. En effet, les tubes modernes sont faits pour travailler avec grille négative. L'utilisation avec grille positive peut se traduire par une surcharge violente des éléments et une détérioration rapide.

**279. Production d'ondes ultra-courtes.** — En utilisant des tubes spécialement construits, dont les dimensions mécaniques sont réduites et dont les capacités parasites sont très faibles (lampes Glands) on peut obtenir, avec les montages classiques (fig. 210 à 211), des oscillations dont la longueur d'onde minimum est de l'ordre de 30 centimètres. Il est impossible d'obtenir des ondes plus courtes pour une raison assez facile à comprendre.

Tant qu'il s'agit d'ondes plus longues, on peut négliger la durée du parcours électronique entre la cathode et l'anode. Mais pour les ondes de 30 centimètres, cette durée devient supérieure à la période (un milliardième de seconde). On ne peut, d'autre part, réduire indéfiniment les dimensions des tubes.

Enfin, les dimensions mécaniques des circuits électriques deviennent, elles aussi, très petites.

On peut cependant obtenir des oscillations électriques correspondant à des fréquences plus élevées, mais il faut faire appel à d'autres phénomènes.

**280. Oscillations de Barkhausen. Montage Pierret.** — Barkhausen a observé en 1910, des phénomènes anormaux et, *à priori*, inexplicables, quand, dans certaines conditions, on porte la grille d'un tube triode à une tension fortement positive, la plaque étant portée à une tension négative ou nulle par rapport à la cathode.

Après des recherches, Barkhausen a pu conclure que ces phénomènes étaient dus à la présence d'oscillations à très haute fréquence dans la lampe. On renforce nettement le phénomène en soudant à la grille et à la plaque des fils d'une longueur égale au  $1/4$  de la longueur d'onde

émise. Le montage est indiqué figure 219. La dimension des circuits

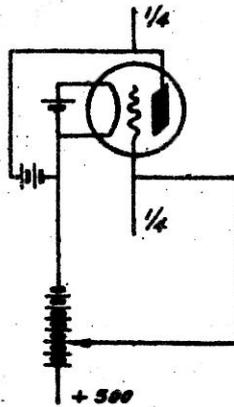


Fig. 219.

extérieurs n'agit pratiquement pas sur la fréquence des oscillations. Le facteur agissant semble être la tension anodique.

La longueur d'onde émise est approximativement donnée par :

$$\lambda = \frac{A}{V}$$

$\lambda$  = longueur d'onde

A = constante

V = tension anodique.

C'est-à-dire que la fréquence est proportionnelle à la tension plaque.

On peut interpréter le phénomène de la manière suivante : Les électrons sont attirés violemment par la grille, portée à une tension positive élevée. Ils se précipitent avec une vitesse considérable. La plupart atteignent la grille. D'autres, entraînés par leur vitesse, passent à travers les spires et se trouvent alors repoussés par le champ de la plaque. Ils reviennent en arrière, attirés de nouveau par la grille. Ils peuvent ainsi décrire un certain nombre d'oscillations de faible amplitude mais à très haute fréquence.

La puissance produite est extrêmement faible. Elle est cependant suffisante pour être facilement mise en évidence et pour permettre de faire des expériences qui montrent bien les propriétés quasi optiques de ces ondes.

L'*oscillateur de Pierret* est dérivé du montage de Barkhausen. Il comporte deux inductances d'arrêt sur les connexions de grille et de plaque et deux disques de cuivre rouge qui peuvent glisser sur les tiges T et T' (fig. 220). On peut ainsi réaliser un véritable accord qui n'agit pas sur la fréquence produite, mais sur son amplitude. On règle la fréquence

en agissant sur les tensions d'alimentation. Le montage de Pierret permet d'obtenir des ondes de 10 centimètres.

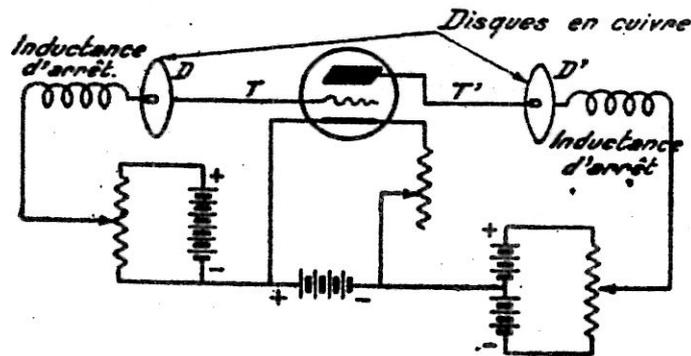


Fig. 220.

**281. Note pratique sur les oscillations de Barkhausen.** — Pour obtenir des oscillations de Barkhausen, il faut utiliser des tubes spéciaux, à chauffage direct, ayant un filament de tungstène. La grille doit pouvoir supporter une température élevée ; elle est généralement en molybdène. Il faut remarquer, en effet, que toute la dissipation de puissance se produit sur la grille. D'autre part, il est nécessaire, pour obtenir de bons résultats que grille et plaque soient cylindriques.

Certains constructeurs ont étudié des tubes spéciaux pour ces applications particulières.

**282. Oscillations de relaxation.** — Certains montages (multivibrateurs) permettent d'obtenir des oscillations extrêmement riches en harmoniques (oscillations de relaxation)<sup>1</sup>. Cette question sera traitée à propos des tubes à rayons cathodiques.

**283. Modulation des émetteurs.** — *Généralités.* — Nous avons déjà défini (§ 86 et suivants) ce qu'on entendait *par modulation en amplitude, profondeur de modulation, etc...* Le but d'une émission téléphonique est précisément la *transmission de la modulation* d'un point à un autre. Le rayonnement à haute fréquence n'est qu'un intermédiaire, un simple moyen de transport. On comprendra, d'après cela, l'importance de l'opération de la modulation.

Un émetteur de 100 kilowatts, modulé à 10 % aura une efficacité, une puissance utile, du même ordre de grandeur qu'un émetteur de 10 kilowatts modulés au maximum. Nous avons déjà exposé que ce maximum était inaccessible en pratique, surtout dans les émissions de radiodiffu-

1. Voir tome I, § 145, page 148 et note page 159.

sion. En effet, le caractère artistique d'une émission musicale dépend *des nuances* c'est-à-dire des rapports d'intensité. Si la modulation est de 100 % dans un « fortissimo »; elle sera de 1 ou 2 % dans un « pianissimo » et, en moyenne, ne dépassera pas 20 ou 30 %. En réalité, dans un but d'économie de puissance qu'on conçoit mais ne peut se défendre sur le plan artistique, on est amené à choisir une profondeur moyenne de 30 à 50 % et à « comprimer » les « forte » pour que la profondeur correspondante ne dépasse pas le maximum admissible de 95 à 98 %.

Mais il faut tenir compte aussi de la qualité de la modulation, c'est-à-dire de la fidélité avec laquelle elle respecte toutes les inflexions du courant original.

**284. Modulation par la grille.** — Une des plus anciennes méthodes de modulation et l'une des plus simples est la modulation dite : *par la grille*. Il est facile de se rendre compte du fonctionnement.

Imaginons un tube générateur auto-entretenu. L'amplitude des oscillations produites dépend d'un certain nombre de facteurs et, en particulier, de la pente de la caractéristique au point moyen de fonctionnement.

Si l'on diminue la pente, on diminue l'amplitude des oscillations. On l'augmentera, au contraire, en augmentant la pente.

La caractéristique qui donne la variation du courant anodique en fonc-

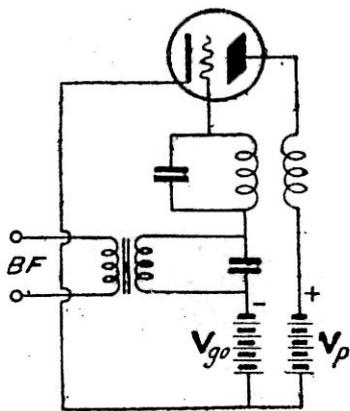


Fig. 221.

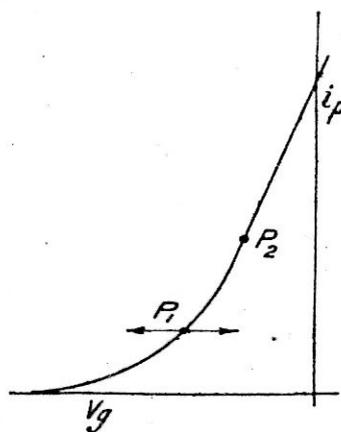


Fig. 222.

tion de la tension de grille n'est droite que sur une certaine région. Quand nous augmentons la polarisation, nous observons une réduction de la pente. Un moyen simple pour faire varier l'amplitude consistera donc à modifier la tension de grille. Si cette variation est produite à une fréquence téléphonique, nous obtiendrons précisément la modulation.

Le montage de principe est indiqué figure 221. La pente au point de fonctionnement moyen, en l'absence de modulation, est fixée par la gran-

deur de la tension de grille  $V_g$ . Il faut remarquer, en effet, que la variation de pente doit se produire dans les deux sens. Il ne faudrait pas, par exemple, choisir le point  $P_2$  (fig. 222) qui est déjà sur la partie droite de la caractéristique. On choisira, par exemple, le point  $P_1$ .

On peut prévoir facilement que la modulation par la grille, employée sous cette forme simple, sera nécessairement accompagnée de distorsion. En effet, les variations de la pente ne sont pas égales dans les deux sens. Il en résultera que les deux alternances d'une tension sinusoïdale ne se traduiront pas par des modifications égales de l'amplitude. Il y aura donc une distorsion très importante.

**285. Cas des émetteurs à générateur pilote.** — Nous avons appris que, dans ce cas, l'antenne était alimentée par un amplificateur de puissance à haute fréquence. Le courant initial est introduit par un *maître oscillateur* généralement contrôlé par cristal de quartz. Entre ce *pilote* et l'étage de sortie sont intercalés un certain nombre d'étages de puissance croissante.

La modulation peut être introduite dans un étage quelconque. Les résultats sont meilleurs en introduisant simultanément la modulation dans plusieurs étages successifs. C'est le système de *la modulation fractionnée*. La variation de pente est ainsi moins importante pour chaque étage bien que la variation totale puisse être très grande. Ce système permet d'obtenir de plus grandes profondeurs de modulation sans distorsion excessive.

**286. Modulation par la plaque.** — Au lieu d'agir sur la tension de grille, on peut agir sur la tension de plaque pour faire varier l'amplitude des oscillations. Ce système de modulation est connu sous le nom de *modulation par la plaque, modulation à courant constant* ou *modulation Heising*.

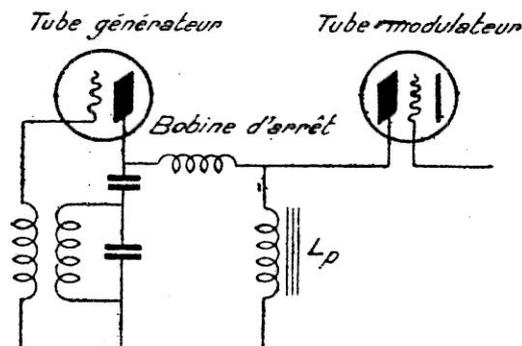


Fig. 223.

Le schéma de principe est indiqué figure 223. Le circuit plaque du tube

émetteur est alimenté en parallèle avec celui du tube modulateur, à travers une bobine à fer  $L_p$ , dont l'impédance est considérable pour les courants téléphoniques.

La grille du tube modulateur est excitée par le courant microphonique. Il en résulte des variations d'intensité anodique qui se traduisent par des variations de tension instantanée des deux tubes.

Une bobine d'arrêt évite le retour des courants à haute fréquence vers l'alimentation et vers le tube modulateur.

Il est évident que l'intensité instantanée du tube modulateur augmente quand celle de l'autre tube diminue. L'intensité totale reste donc sensiblement constante. C'est un des points intéressants du système.

Pour obtenir une modulation exempte de distorsion, il faut nécessairement que le tube modulateur travaille exclusivement en classe A. On peut montrer que cette condition exige l'emploi d'un tube modulateur d'une puissance *au moins égale à celle du tube générateur*. Pour améliorer encore le fonctionnement et amener une modulation plus complète on utilise même souvent un tube modulateur *de puissance double de celle du tube générateur*.

Il en résulte que le rendement électrique est faible, la seule puissance utile étant celle qui est rayonnée par l'antenne. Pratiquement le rendement d'un émetteur modulé par la plaque ne dépasse pas 30 %. Encore s'agit-il uniquement du rendement du dernier étage.

**287. Modulation par déphasage.** — La modulation par déphasage, imaginée par H. Chireix, permet d'améliorer très notablement le rendement.

Imaginons que l'antenne d'un émetteur soit alimentée par deux générateurs indépendants produisant des courants de même fréquence et de même amplitude.

Si les courants de haute fréquence sont rigoureusement en phase, tout se passe comme si l'antenne était alimentée par un seul générateur de même fréquence, mais de puissance double. L'amplitude du courant résultant est égale au double de celle d'un courant élémentaire.

Si l'un des émetteurs présente un écart de phase de  $180^\circ$  par rapport à l'autre, *les oscillations sont en opposition*. L'amplitude instantanée est constamment nulle (fig. 224).

Supposons maintenant qu'on donne aux deux générateurs un écart de phase déterminé. Si cet écart varie en suivant le rythme de la modulation, il est évident que les amplitudes instantanées résultantes varieront en accord avec le même rythme. Il y aura donc modulation. Un écart de

phase égal à l'écart initial correspondra à une profondeur de modulation de 100 %, puisque l'amplitude résultante instantanée sera nulle ou double. La mise au point pratique du système soulève un certain nombre de

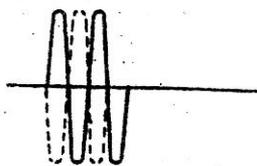


Fig. 224.

difficultés. Nous nous bornerons à signaler que l'économie de puissance est considérable.

D'après M. H. Chireix, pour une puissance de l'onde porteuse de 85 kw il faut, avec le système à courant constant, une puissance d'alimentation de 400 kw. Avec la modulation par déphasage, le même résultat est obtenu avec 270 kilowatts.

#### APPENDICE DU CHAPITRE XV

**Note sur l'emploi du quartz.** — Le quartz naturel ou cristal de roche est du bioxyde de silicium ( $SiO_2$ ) plus connu sous le nom de silice. Il est beaucoup plus transparent que le verre pour les radiations de faible longueur d'onde : d'où son emploi dans l'appareillage optique destiné à l'ultra-violet.

Il cristallise sous forme de prismes hexagonaux terminés par des pyramides dont certains dièdres sont coupés par des troncatures. Certains cristaux peuvent atteindre plusieurs décimètres de longueur, ce qui est d'ailleurs tout à fait rare. On distingue le quartz droit et le quartz gauche, dont les troncatures sont inversées et dont l'action polarisante sur la lumière est symétrique. Il arrive que des cristaux soient constitués par des échantillons des deux variétés. Dans ce cas l'effet piézo-électrique est nul, ou fortement réduit. On trouve souvent des cristaux imbriqués les uns dans les autres, avec des changements d'orientation des faces. On dit alors qu'il sont *maclés*. Dans la taille des cristaux destinés au contrôle de fréquence, il est important de pouvoir distinguer les *maclures*.

Ce sont ces « maclures » extrêmement fréquentes qui expliquent des anomalies et des différences entre deux lames taillées de la même manière, dans le même cristal.

**Dimensions du quartz et fréquence.** — La formule théorique fondamentale est :

$$F = \frac{1}{2e} \sqrt{\frac{E}{P}}$$

P = poids spécifique = 2.65

E = coefficient d'élasticité ( $7.85 \times 10^{11}$  dynes/cm d'après Voigt)

F = fréquence

e = épaisseur.

Ce qui peut se ramener à :

$$F = \frac{2720}{e}$$

Valeur trouvée en kilocycles /s si  $e$  est exprimé en mm., ou :

$$\lambda = \frac{110e}{m} \quad \text{mm}$$

Pratiquement, on utilise plutôt la formule suivante :

$$F = \frac{2715}{e} \quad \text{pour un quartz circulaire et}$$

$$F = \frac{2785}{e} \quad \text{pour une lame rectangulaire.}$$

**Concours isoélastiques** (A. de Gramont). — Le quartz peut non seulement vibrer transversalement, mais encore longitudinalement. Les deux oscillations sont naturellement couplées et peuvent donner lieu à des battements. L'étude en est donc extrêmement délicate. Un même cristal peut vibrer sur deux ou trois fréquences différentes.

Bien mieux, le quartz étant anisotrope <sup>1</sup>, *il en résulte que les divers diamètres d'une lame circulaire correspondent à des fréquences différentes.* La vibration est extrêmement complexe. On peut chercher à déterminer expérimentalement le contour de la lame pour que tous les diamètres correspondent à la même fréquence, c'est ce qu'a fait A. de Gramont. Il a pu, de la sorte, réaliser des quartz qui supportaient sans se briser des tensions à haute fréquence de plusieurs centaines de volts, alors qu'un quartz circulaire normal ne peut supporter que quelques volts, ou, tout au plus, quelques dizaines de volts. Cette méthode lui a également permis de faire vibrer utilement des quartz de 6/100 de mm sur 50 mégacycles (longueur d'onde : 6 mètres).

**Influence de la température.** — Il ne faut pas confondre : température de l'enceinte et température du cristal. C'est cette dernière qu'il faut considérer, car le cristal est le siège d'un échauffement dû à ses propres vibrations. Si l'on dispose d'appareils à régulateur de température, c'est au contact du cristal qu'il faudra les placer de préférence.

1. C'est-à-dire que ses propriétés ne sont pas identiques dans toutes les directions.

## CHAPITRE XVI

### Réaction et superréaction.

#### I. Réaction.

**288. Généralités.** — L'emploi de la *réaction positive* ou régénération a connu un grand développement dans les premiers temps de la radio-diffusion. On ne connaissait alors que le *tube triode*. Un tube triode à réaction permettait d'accroître la sensibilité et la sélectivité d'un montage dans des proportions très notables. Le dispositif avait néanmoins des inconvénients très importants qui l'ont fait abandonner peu à peu, sauf dans certains cas spéciaux. Dans les amplificateurs à haute fréquence modernes on cherche, au contraire, à *éviter soigneusement toute réaction qui serait une cause d'instabilité*.

L'emploi d'un détecteur à réaction peut toutefois être justifié quand il s'agit de réaliser des récepteurs très simples, principalement destinés à la réception des ondes courtes.

**289. Action d'une réaction positive.** — Nous avons déjà défini dans le § 229 ce qu'il fallait entendre par *réaction* dans un amplificateur. Nous avons spécifié que la réaction pouvait être *négative* ou *positive*. On dit aussi dans le premier cas qu'il y a *contre-réaction* et, dans le second, qu'il y a simplement *réaction*.

Nous avons établi la formule qui donne le gain d'un amplificateur réactif :

$$A_r = \frac{A}{1 - rA} \quad (1)$$

$r$  étant le *taux* de réaction, mesurant la fraction de tension reportée à l'entrée de l'amplificateur,  $r$  est, par convention, positif ou négatif suivant qu'il y a réaction positive ou négative.

$A$  est le gain ou amplification en l'absence de réaction. Cette formule nous montre que le gain d'un amplificateur à réaction est d'autant plus élevé que  $r$  est plus grand puisque le dénominateur est alors *plus petit*

que 1. Dans le cas où le facteur de réaction  $rA$  est égal à 1, l'amplification devient infiniment grande. Ce résultat ne peut être obtenu en pratique pour des raisons que nous exposerons plus loin.

**290. Détectrice à réaction. Montage type (fig. 225).** — Le principe de la réaction est généralement appliqué à des montages très simples dont la détectrice par condensateur shunté est le plus fréquent et le plus classique exemple. Le circuit oscillant, constitué par  $R$  (facteur de pertes)  $L_1$  et  $C$  est inséré dans le circuit d'attaque de la détectrice. Dans le circuit de plaque on trouve des tensions téléphoniques ainsi qu'une composante à haute fréquence. La réaction peut être obtenue

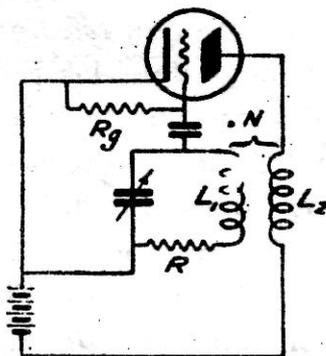


Fig. 225.

en insérant une bobine dans le circuit de plaque et en couplant cette inductance avec la bobine de plaque. Pour un certain sens de couplage, les tensions réactives et les tensions directes sont en phase et s'ajoutent. En somme, on soumet à l'amplification des tensions déjà amplifiées. Il est donc logique d'observer un gain plus important.

On peut immédiatement observer que ce schéma ne diffère en rien du schéma classique d'un émetteur. La seule différence avec l'exemple choisi pour notre calcul<sup>1</sup> c'est que le circuit accordé est disposé dans le circuit de grille. Mais les résultats demeurent néanmoins applicables.

Nous rappelons qu'ils sont les suivants :

a) La résistance effective du circuit oscillant n'est plus  $R$  mais de la forme  $R - R'$ .

$R'$  étant fonction de la fréquence et du couplage.

b) L'inductance  $L_1$  demeure théoriquement inchangée. Mais c'est là un point de vue tout à fait théorique.

1. Voir §§ 266 et 267.

**291. Résistance effective. Influence de R.** — La surtension développée aux bornes du circuit oscillant sera d'autant plus importante que la résistance effective sera plus faible. Pour  $R' = R$  la résistance est nulle et une tension d'attaque quelconque, se traduit, *au bout d'un certain temps* d'action, par une tension infiniment grande. C'est ce que traduit, sous une autre forme, l'expression (1) pour  $rA = 1$ .

Mais ce cas idéal ne peut jamais être atteint car la quantité  $R'$  est elle-même fonction de l'amplitude. Quand la réaction est « trop poussée » le fonctionnement est instable et une impulsion quelconque déclenche l'apparition d'oscillations spontanées qui viennent changer complètement le fonctionnement.

On dit alors, dans l'argot du spécialiste, que le montage *accroche* ou *est accroché*.

En pratique, l'amplification supplémentaire due à la réaction est très variable. Elle dépend beaucoup du montage. Certains auteurs ont pu obtenir et mesurer des gains de 1000. Mais cela suppose des montages tout spécialement étudiés.

Puisqu'il est possible de compenser  $R$  par un couplage plus important du circuit réactif, on pourrait être tenté de croire que la qualité du circuit oscillant récepteur importe peu. On observe, en pratique, qu'il n'en est rien. On obtient toujours des meilleurs résultats en utilisant des circuits oscillants dont le décrement initial est plus faible. Il est d'ailleurs bien facile d'interpréter cette observation. Pour un montage donné, on observe que le fonctionnement stable est obtenu pour un couplage maximum correspondant par exemple, à une diminution de la résistance effective dans le rapport de 50 à 1. On obtient donc, finalement :

$$R_r = \frac{R}{50}$$

En conséquence, on a toujours le même avantage à diminuer  $R$ .

**292. Inductance effective.** — En pratique, avec un montage comme celui de la figure 225, l'inductance effective dépend dans une mesure importante du couplage  $N$ . En effet, l'inductance  $L_2$  est fermée sur la résistance interne du tube, c'est-à-dire, s'il s'agit d'un tube triode, sur une résistance de quelques milliers d'ohms. Il est impossible de considérer qu'elle est à circuit ouvert. La modification de  $N$  introduit donc une modification de l'inductance apparente et par conséquent de la longueur d'onde d'accord.

D'un autre côté, le taux de réaction dépend lui aussi de la longueur

d'onde. On ne peut donc régler un montage comme celui de la figure 225 que par approximations successives.

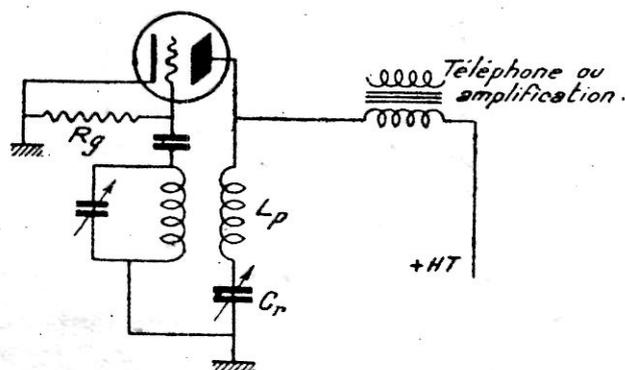


Fig. 226.

**293. Indépendance des réglages d'accord et de réaction.** — L'étude théorique de la question montre que la seule manière de supprimer la dépendance des réglages d'accord et de réaction c'est d'annuler l'impédance du circuit de plaque. Un moyen simple c'est de le constituer par un circuit oscillant série. C'est précisément ce qui est réalisé dans les montages classiques : *Schnell*, *Reinartz*, etc... dont nous donnons deux exemples figures 226 et 227. Les constantes du circuit de plaque  $C_r$  et  $L_p$

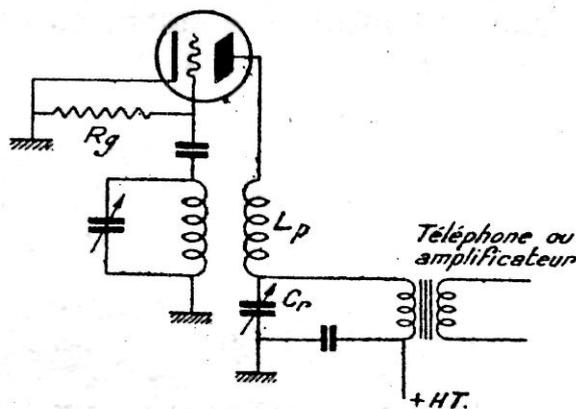


Fig. 227.

sont choisies pour que la longueur d'onde correspondante soit approximativement égale à la longueur d'onde  $\lambda_c$  réception. Le couplage entre bobine de plaque et de grille a été déterminé une fois pour toutes.

On modifie la réaction en agissant sur le condensateur  $C_r$ .

En choisissant judicieusement les éléments, on peut rendre pratiquement les réglages indépendants.

**294. Sélectivité.** — La sélectivité dépend naturellement du décrement apparent du circuit. Elle peut devenir assez grande pour que des défor-

mations importantes se produisent malgré qu'un seul circuit oscillant soit en jeu.

On pourrait démontrer qu'à la limite de réaction, la sélectivité devient infiniment grande.

**295. Souplesse de la réaction.** — Les résultats obtenus par une détectrice à réaction dépendront dans une large mesure du taux de réaction compatible avec un fonctionnement stable. Dans certains cas, on observe que la commande de la réaction est irréversible. Ce phénomène se traduit de la manière suivante :

A mesure qu'on pousse davantage la réaction on observe naturellement une augmentation de l'amplification. Pour un certain taux de réaction on observe un fonctionnement instable, c'est-à-dire qu'une impulsion quelconque : signal plus fort ou parasite, pourra faire *accrocher le montage*. Pour provoquer le décrochage il faudra diminuer le couplage au delà du point pour lequel on observait l'apparition des oscillations spontanées. Le phénomène peut se représenter par la figure 228. Les

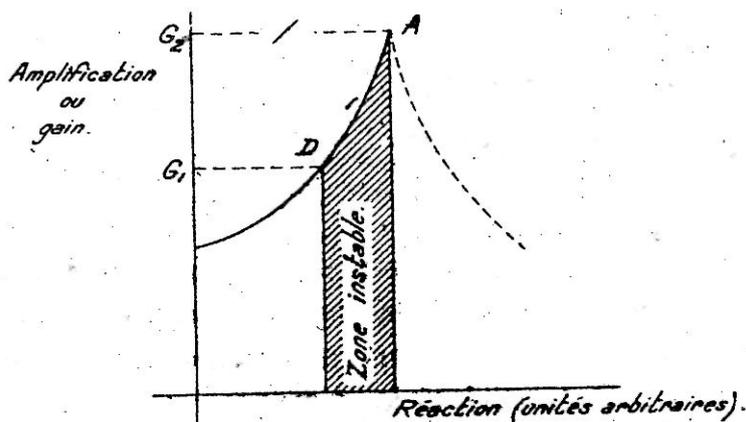


Fig. 228.

oscillations spontanées apparaissent au point A (gain  $G_2$ ), mais pour les faire cesser il faut diminuer la réaction jusqu'au point D. Toute la zone hachurée correspond à de l'instabilité et, en réalité, il est impossible de profiter du gain  $G_2$ .

Certains montages donnent, au contraire, un accrochage très progressif, très souple. Le fonctionnement est absolument réversible.

La cause du phénomène est facile à déterminer. On obtiendra un fonctionnement réversible si l'augmentation d'amplitude du signal correspond à une diminution de l'amplification. Au contraire, l'accrochage sera dur et irréversible si une augmentation d'amplitude du signal correspond à une augmentation du gain.

L'amplification obtenue est déterminée par la pente de la caractéristique. Dans la détection par la grille, la polarisation est déterminée par le courant qui traverse  $R_d$ . L'intensité au repos est uniquement due à la force vive des électrons.

Mais elle augmente avec l'amplitude des signaux. En conséquence, la polarisation appliquée sur la grille du tube triode croît avec l'amplitude du signal. C'est un défaut grave quand il s'agit d'obtenir une détection linéaire, mais nous allons voir que c'est, dans le cas présent, une intéressante qualité.

Un signal faible correspondra par exemple, au point de fonctionnement  $S_1$  (fig. 229), un signal plus puissant au point  $S_2$ . Le gain étant sensible-

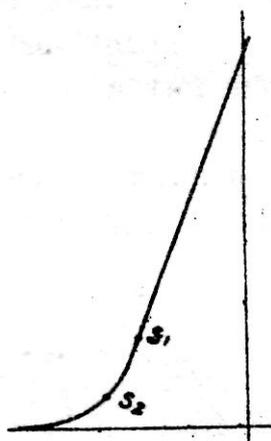


Fig. 229.

ment proportionnel à la pente, il en résultera un gain plus faible pour  $S_2$ . Ce qui correspond précisément à la condition exprimée plus haut. C'est pour cette raison que la détection par condensateur shunté se prête particulièrement bien à l'emploi de la réaction.

Au contraire, la détection par la plaque, correspondant à des conditions inverses ne peut donner des résultats satisfaisants.

Nous avons montré que la détection par condensateur shunté comportait, en réalité, deux opérations : la *détection* proprement dite, qui s'opère entre cathode et grille et l'*amplification*. La première opération suit une loi parabolique c'est-à-dire qu'en fait son rendement croît avec l'amplitude. La seconde décroît dans les mêmes conditions. Pour être précis, il faut nécessairement considérer les résultantes des deux actions. Cela nous permet de comprendre pourquoi certains montages sont plus instables que d'autres.

Pour obtenir la stabilité, il faut, si l'on peut dire, donner le pas à la seconde opération. Nous arriverons à ce résultat en déterminant les constantes pour que le point de fonctionnement au repos soit déjà dans le

coude inférieur de la caractéristique. Pour cela nous augmenterons la résistance  $R_d$  et nous utiliserons une tension plaque très réduite (40 à 60 volts, par exemple). Nous pourrions ainsi obtenir un contrôle parfaitement progressif et réversible de la commande de réaction. Ces résultats obtenus par l'analyse sont parfaitement confirmés par l'expérience.

**296. Détecteur autodyne.** — Lorsque le couplage réactif est poussé au delà du point d'accrochage, le tube détecteur devient générateur d'oscillations entretenues. Mais il ne cesse pas pour cela d'être détecteur. Si les oscillations incidentes ont une fréquence  $f_1$ , et si  $f_2$  est la fréquence d'accord, des battements se produisent dont l'enveloppe est la fréquence  $f_1 - f_2$  ou  $f_2 - f_1$ . On recueille dans le circuit de plaque un courant à fréquence  $f_1 - f_2$ . Si l'écart entre  $f_1$  et  $f_2$  est inférieur à 10.000 périodes on entend un son.

C'est là un moyen très simple de percevoir les ondes entretenues à condition qu'il s'agisse d'ondes relativement courtes. En effet, il est nécessaire, par principe, que le récepteur soit légèrement désaccordé. L'écart est précisément égal à la fréquence audible produite. Cet écart aura des conséquences d'autant plus négligeables qu'il sera plus petit par rapport à la fréquence incidente.

Pour les fréquences relativement basses (au-dessous de 100 kc/s par exemple), il sera plus avantageux de produire les battements à l'aide d'un générateur auxiliaire ou *hétérodyne*. On pourra ainsi accorder rigoureusement le circuit sur la longueur d'onde de réception.

Les méthodes *autodyne* et *hétérodyne* permettent d'obtenir une sensibilité excellente. L'amplitude maximum soumise au détecteur est sensiblement égale à la somme des amplitudes de l'oscillation incidente et de l'oscillation locale. On peut régler cette dernière, à volonté. Or, nous avons montré qu'en règle générale, la sensibilité des détecteurs était plus grande pour des amplitudes assez grandes.

Il va sans dire que ces méthodes ne sont point applicables à la réception de la radiotéléphonie.

## II. Super-réaction.

**297. Généralités.** — Le principe des dispositifs à superréaction est dû à l'Américain *E. Armstrong* qui décrivit des montages en 1921. Ce procédé a fait couler beaucoup d'encre. Il n'a donné lieu qu'à de rares réalisations industrielles destinées le plus souvent à résoudre des problèmes particuliers. Dans l'étude suivante nous nous bornerons à exposer sommairement le principe utilisé.

Les montages de superréaction ont fait l'objet d'études approfondies de M. Pierre David, le technicien français bien connu.

**298. Principe de la superréaction.** — Imaginons qu'il soit possible de réaliser un circuit oscillant dont la résistance effective soit négative. Comment se comporterait pratiquement un tel dispositif? La moindre impulsion déclencherait des oscillations d'amplitude *régulièrement et indéfiniment croissante*. Ce phénomène se produirait, quelle que soit la grandeur de l'impulsion initiale. On peut néanmoins concevoir que la grandeur de cette impulsion ait une action sur le phénomène (fig. 230).

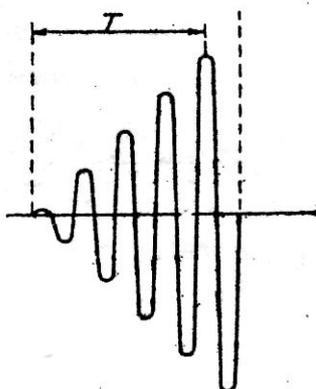


Fig. 230.

*L'amplitude atteinte après un certain temps T sera d'autant plus grande que l'impulsion initiale sera, elle-même, plus grande.* Tout le principe de la super-réaction est compris dans la phrase précédente. En effet, le déclenchement des oscillations spontanées dans un circuit est toujours un phénomène accidentel. Un circuit à résistance négative peut être considéré comme en équilibre instable. Si rien ne venait troubler cet équilibre, il se maintiendrait indéfiniment. En pratique, il y a toujours une cause accidentelle de rupture d'équilibre. Il suffit d'une petite variation de tension des sources ou même d'un phénomène, plus général encore, d'après lequel le courant anodique n'est pas parfaitement régulier mais subit des fluctuations autour d'une valeur moyenne.

On peut facilement remarquer que ces « accidents » ne se présentent pas constamment et que, si l'on veut établir des moyennes on en rencontrera un, par exemple, tous les dix millièmes de seconde.

En d'autres termes, si nous bloquons un circuit oscillateur, par un moyen quelconque, il pourra rester un dix millième de seconde avant d'être, de nouveau, le siège d'oscillations spontanées.

Imaginons maintenant que dix mille fois par seconde, nous bloquions les oscillations qui auraient pu, éventuellement, se développer. Avant

le départ spontané des oscillations nous disposerons d'un intervalle de temps de  $1/10.000$  de seconde pendant lequel nous pourrons déclencher les oscillations, à notre guise.

L'amplitude de celles-ci sera, au bout d'un temps donné, proportionnelle à la grandeur de l'impulsion initiale.

**299. Montage à deux tubes.** — Nous sommes maintenant en mesure de comprendre le fonctionnement du montage classique à deux tubes représenté sur la figure 231. On voit que le tube de droite, marqué HF, est monté à peu de chose près, comme une détectrice à réaction. La seule différence est qu'une seconde inductance insérée dans le circuit de plaque est couplée avec le circuit anodique du second tube M, *tube modulateur*

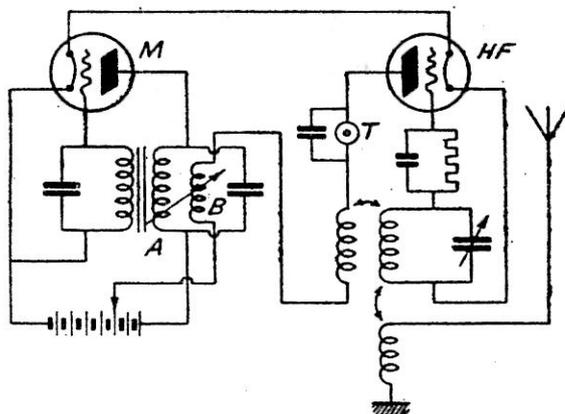


Fig. 231.

ou de découpage. Ce dernier oscille à une fréquence inaudible, de l'ordre de 10 à 20.000 périodes /s, par exemple.

Supposons que le couplage de réaction du tube HF soit réglé à la limite d'entretien. 10.000 fois par seconde, il y aura augmentation de tension anodique. Or, une augmentation de tension anodique correspondrait normalement à l'accrochage. 10.000 fois par seconde, il y aura aussi diminution de tension plaque. Une diminution de tension anodique correspondrait normalement au décrochage des oscillations. Nous réalisons ainsi pratiquement les conditions théoriques exposées dans le paragraphe précédent.

10.000 fois par seconde, le circuit aura donc les propriétés d'un circuit à résistance négative. Les oscillations seront déclenchées par les tensions présentes dans le circuit, c'est-à-dire par celles qu'il s'agit de recevoir.

Il est ainsi possible de réaliser un récepteur simple d'une sensibilité plus grande qu'une simple détectrice à réaction.

**300. Conditions pour un bon fonctionnement.** — Il faut nécessairement que les oscillations qu'on veut écouter aient le temps d'exercer leur action et d'atteindre une amplitude suffisante pendant l'intervalle de résistance négative. D'autre part, la fréquence de découpage ou de modulation ne peut être inférieure à 10.000 périodes par seconde sinon elle serait perçue dans le téléphone. Ces deux conditions contraires nous permettent de comprendre pourquoi le principe de la superréaction ne peut pratiquement pas s'appliquer pour des longueurs d'ondes supérieures à 300 mètres.

En réalité, c'est surtout pour les ondes courtes qu'on peut utiliser le système avec succès.

**301. Avantages et inconvénients.** — a) Le principal avantage c'est la simplicité du montage qui ne comporte qu'une ou deux lampes. Notons cependant que la mise au point peut être assez délicate. Il existe d'ailleurs plusieurs modes de fonctionnement. On passe de l'un à l'autre en agissant sur les différentes constantes.

b) La sensibilité du dispositif est considérable dans certaines applications et pour des longueurs d'ondes assez courtes. On a voulu, à certains moments, comparer des changeurs de fréquence à 8 ou 9 tubes avec un unique tube de superréaction. Une telle comparaison n'a aucun sens car les deux appareils ont des qualités et des défauts qui ne sont pas comparables.

c) Le principal inconvénient, c'est le bruit de fond qui accompagne le fonctionnement et qui a un caractère tellement particulier qu'on le nomme : *bruit de superréaction*. C'est un souffle violent, analogue à un échappement de vapeur à haute pression. Ce souffle, qui disparaît presque entièrement lorsque l'appareil est réglé sur une émission, vient des particularités de fonctionnement du système. Nous avons admis qu'aucune impulsion n'arrivait pendant la période où la résistance effective est négative. Or, en réalité, des impulsions se produisent irrégulièrement qui peuvent être suffisantes pour amorcer les oscillations spontanées.

Ce sont ces départs accidentels, répartis tout à fait au hasard, qui produisent précisément le souffle de superréaction. Quand le récepteur est réglé sur une émission, les impulsions accidentelles sont complètement masquées par les composantes de l'émission qui sont, en général, beaucoup plus importantes.

Certains montages (Hayashi) suppriment à peu près complètement cet inconvénient. La mise au point est seulement plus délicate.

d) Le circuit est peu sélectif. C'est, suivant les cas, un avantage et un

inconvenient. Un avantage s'il s'agit, par exemple, d'un récepteur de télévision; inconvenient, s'il s'agit des conditions normales de la radio-diffusion.

e) Des résonances multiples se produisent. Il est en effet impossible d'éviter l'action des harmoniques de l'oscillatrice auxiliaire (tube modulateur). Ceux-ci se comportent comme autant d'ondes porteuses.

Pour une fréquence de modulation de 10.000 périodes on peut calculer combien les oscillations harmoniques sont nombreuses et rapprochées. On trouvera évidemment un harmonique tous les 10.000 périodes ou tous les 10 kilocycles. C'est-à-dire que, dans les bandes normales de réception, il y aura à peu près autant de ces émissions indésirables que d'émissions à recevoir. Il va sans dire que ces harmoniques provoqueront des interférences avec les stations.

f) Un montage à superréaction en fonctionnement est, pendant la moitié du temps, un véritable émetteur dont la puissance peut être suffisante pour gêner considérablement les récepteurs voisins. La multiplicité des harmoniques produits peut diminuer considérablement la sélectivité apparente des récepteurs voisins.

**302. Utilisation de la superréaction.** — Les remarques précédentes permettent de fixer dans quels domaines l'emploi de la superréaction peut présenter des avantages. On peut, en premier lieu, éliminer son emploi dans les récepteurs destinés à l'écoute de la radiodiffusion sur ondes moyennes. Des travaux récents<sup>1</sup> semblent bien conclure dans ce sens. D'après M. D. Maurice le gain de sensibilité, par rapport à la réaction simple, est absolument négligeable pour les longueurs d'ondes supérieures à 50 mètres. On a cru qu'il existait une relation entre l'amplification obtenue et le rapport entre la fréquence reçue et celle du découpage. Armstrong prétendait que le gain croissait comme le carré de ce rapport  $\frac{f_r}{f_d}$ ,  $f_d$  étant la fréquence de découpage et  $f_r$  la fréquence de réception. D'où l'avantage du système pour les ondes courtes. D'après P. David le gain varierait non comme le carré, mais ce rapport lui-même. Le Japonais Ataka croyait à l'existence d'un rapport  $\frac{f_r}{f_d}$  optimum. Enfin, D. Maurice, dans l'article cité, croit qu'il n'y a aucun rapport optimum. Comme on le voit, la question est loin d'être clairement résolue.

En réalité, l'emploi de la superréaction sera tout à fait indiqué dans

1. D. Maurice, Ing. E. S. E., *Super-regeneration with reference to broadcast receivers* *Wireless Engineer*, volume XV (n° 172, janvier 1938).

les stations mobiles sur ondes courtes. Sa faible sélectivité et sa grande sensibilité permettent la recherche facile des émissions dont on ne connaît pas exactement le réglage. Avec certains montages (P. David) on peut éviter l'action des perturbations ou brouillages, surtout quand il s'agit d'écouter un émetteur proche et puissant.

Pour des raisons qu'il est maintenant facile de comprendre, la super-réaction trouvera peut-être une application nouvelle dans l'écoute des stations de télévision.

## CHAPITRE XVII

### Récepteurs à changement de fréquence.

**303. Généralités. Amplification directe et changement de fréquence.** — Dans le chapitre relatif à la détection, nous avons montré qu'il était avantageux de transmettre au détecteur des tensions aussi grandes que possible. Non seulement il est alors possible d'obtenir une détection parfaitement linéaire et de réduire ainsi la distorsion, mais on obtient encore une meilleure sensibilité et une meilleure sélectivité par diminution de l'amortissement.

Les avantages de l'amplification avant détection sont donc bien nets.

Pour obtenir des gains par étages assez importants, il faut avoir recours à des couplages entre lampes réalisés par des circuits accordés.

S'il s'agit de construire un récepteur permettant l'écoute dans une gamme assez étendue et comportant une grande amplification, il faudra agir simultanément sur tous les circuits oscillants pour changer de réglage. L'amplificateur pourra être symbolisé comme sur la figure 232. La com-

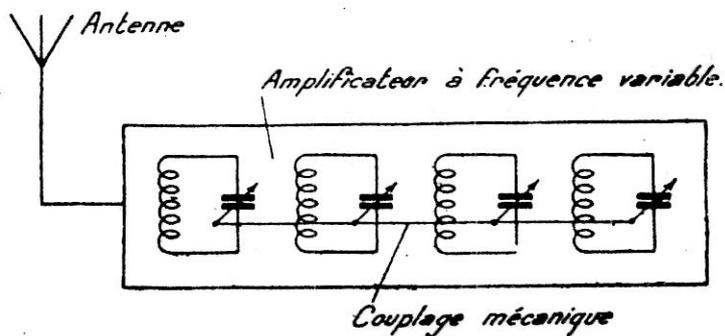


Fig. 232.

mutation des changements de gamme sera nécessairement assez compliquée. Il faudra, en effet, agir simultanément sur tous les circuits oscillants.

Un tel récepteur est dit à *amplification directe*, parce que les oscillations sont *directement* amplifiées.

Un récepteur à *changement de fréquence* (fig. 233) comportera un étage

*changeur de fréquence* dont le rôle est de transformer la fréquence ou, si l'on veut, la longueur d'onde des oscillations recueillies par l'antenne.

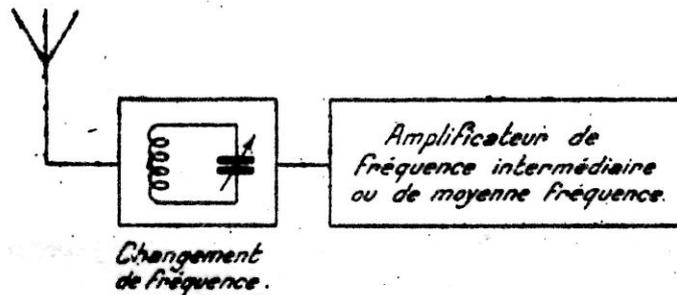


Fig. 233.

Ce dispositif est suivi par un amplificateur réglé une fois pour toutes sur une fréquence donnée qui est la *fréquence intermédiaire ou moyenne fréquence*.

*Les dispositifs d'accord et de changement de gamme n'agissent plus, dès lors, que sur les circuits d'entrée.*

A priori, un récepteur à changement de fréquence pourra sembler plus compliqué. En pratique, il sera beaucoup plus simple. Il est, en effet, plus facile de réaliser un amplificateur réglé, une fois pour toutes, sur une fréquence donnée. A l'heure actuelle, on peut dire que, pratiquement, tous les récepteurs construits pour la radiodiffusion sont à changement de fréquence.

**304. Principe du changement de fréquence. Strobodyne.** — Tous les changeurs de fréquence ont ceci de commun qu'ils utilisent un générateur auxiliaire d'oscillations locales fournissant des tensions à la fréquence  $f_a$ . Les battements d'interférence obtenus avec la fréquence incidente  $f_i$  ont une fréquence  $f_a - f_i$  ou  $f_i - f_a$  suivant que  $f_a$  est plus grande ou plus petite que  $f_i$ . En détectant le courant complexe, on obtient un courant dans lequel existe la fréquence  $f_i - f_a$  ou fréquence intermédiaire.

On a voulu distinguer plusieurs modes de fonctionnement. Certains techniciens ont expliqué le fonctionnement par une *détection*, d'autres par une *modulation*. Dès le début de 1927 nous avons proposé une explication, à propos d'un des premiers changeurs de fréquence; le *Strobodyne*, qui peut s'appliquer d'une manière complète aux changeurs de fréquence modernes. Nous nous efforcerons de montrer dans la suite de cette étude que les tubes modernes : octode, triode-penthode ou hexode, ne sont, en somme, que des Strobodynes perfectionnés, qui ont profité des améliorations de la technique des tubes à plusieurs électrodes.

**305. Théorie stroboscopique du changement de fréquence.** — Imaginons (fig. 234) un circuit parcouru par des oscillations à la fréquence  $f_1$ , qui est, par exemple, de 1.000 périodes par seconde.

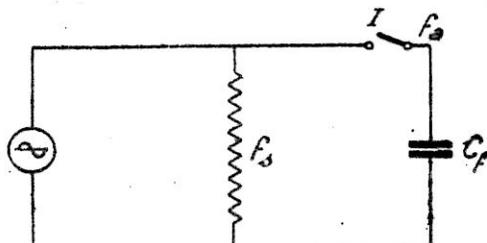


Fig. 234.

Un interrupteur I permet de connecter ce circuit avec un condensateur  $C_f$ . Nous pouvons admettre que  $C_f$  se charge immédiatement à la tension instantanée développée à ce moment dans le circuit. Supposons que l'interrupteur I soit manœuvré 900 fois par seconde.

La période des oscillations est de  $1/1000$  s; celle des manœuvres de l'interrupteur est de  $1/900$  s. Si la première manœuvre a été faite au moment où la tension instantanée passait par zéro; la deuxième manœuvre est arrivée avec un retard de  $1/900 - 1/1000$  ou  $1/9000$  de seconde. La troisième manœuvre a eu un retard de  $2/9.000$  de seconde, etc., et, au bout d'une seconde, c'est-à-dire, après 900 manœuvres, le retard a été de  $900/9000$  ou  $1/10$  de seconde, ce qui correspond précisément à 100 périodes des oscillations.

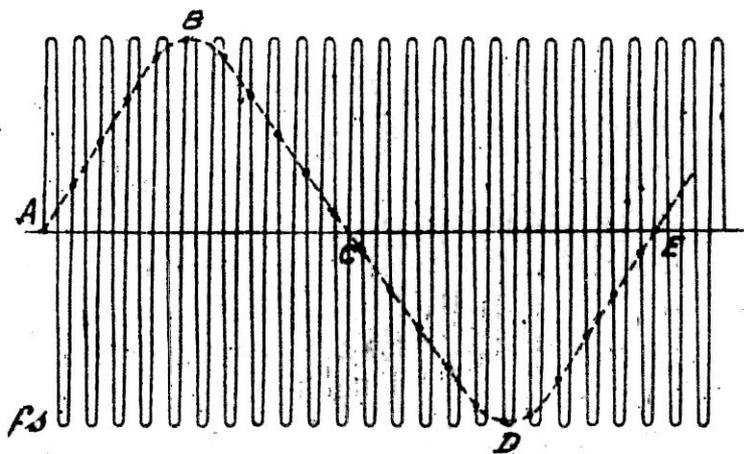


Fig. 235.

La figure 235 montre que la tension aux bornes de  $C_f$ , d'abord croissante, passe par un maximum égal à la tension maximum des oscillations, décroît, passe par zéro (point C), change de sens pour atteindre un nouveau maximum dans l'autre sens (point D), etc... Elle passe par toutes les valeurs d'une sinusoïde dont la fréquence est précisément de  $1000 - 900 = 100$  périodes par seconde.

*Il est évident, d'après le croquis, que la suite des tensions instantanées reconstruit, en quelque sorte, les différents moments d'une oscillation sinusoïdale dont la fréquence est précisément  $f_i - f_a$ . La tension entre les armatures du condensateur varie en fonction du temps exactement comme s'il était connecté à une source de fréquence  $f_i - f_a$  et d'amplitude maximum égale à celle des oscillations incidentes.*

Si C fait partie d'un circuit accordé précisément sur cette fréquence, il y aura intégration des impulsions successives et, en fait, ce circuit sera le siège d'oscillations entretenues. L'analogie du phénomène avec le principe du stroboscope est évidente. Si 101 fois par seconde, l'on éclaire un disque qui tourne à 100 tours par seconde, on voit tourner le disque à raison de 101-100 ou 1 tour par seconde. C'est cette remarque qui est à l'origine du nom de *Strobodyne*.

**306. Remarques sur le fonctionnement.** — Il est clair que nous obtiendrons encore la sinusoïde A B C D E si nous supprimons une impulsion sur deux de l'oscillation locale, en d'autres termes, si sa fréquence est deux fois moins élevée. La théorie habituellement admise pour le changement de fréquence (modulation-détection) fait appel à des harmoniques de l'oscillateur pour expliquer ce phénomène facilement vérifiable.

*Mais on observe encore ce phénomène quand on utilise un oscillateur local dont on a complètement éliminé les harmoniques.*

Le fonctionnement avec une fréquence locale deux fois plus petite correspond à une sensibilité plus réduite. C'est évident parce que les impulsions transmises à C (fig. 234) sont deux fois moins nombreuses.

D'autre part, le système est évidemment réciproque. C'est-à-dire que si la sinusoïde pointillée représente les oscillations incidentes, la sinusoïde en trait plein représentera la fréquence convertie ou fréquence intermédiaire. Il est donc possible d'obtenir à volonté une augmentation ou une diminution de longueur d'onde.

L'amplitude maximum de la fréquence intermédiaire est égale à celle des oscillations locales. S'il s'agit d'oscillations entretenues modulées, il y aura des variations périodiques de ce maximum. La moyenne fréquence suivra naturellement ces variations et, en conséquence, la moyenne fréquence sera modulée, elle aussi.

**307. Interrupteur électronique.** — Il va sans dire que la réalisation de l'interrupteur I de la figure 234 pourrait présenter de sérieuses difficultés de réalisation puisqu'il devrait être manœuvré plusieurs milliers de fois par seconde. En réalité, l'interrupteur est constitué par une

lampe génératrice d'oscillations. Le principe du premier Strobodyne est donné sur la figure 236.

Le tube S est une lampe oscillatrice qui produit la fréquence auxiliaire. Ses oscillations sont de grande amplitude et pratiquement, le point de fonctionnement parcourt une grande étendue de caractéristique, par

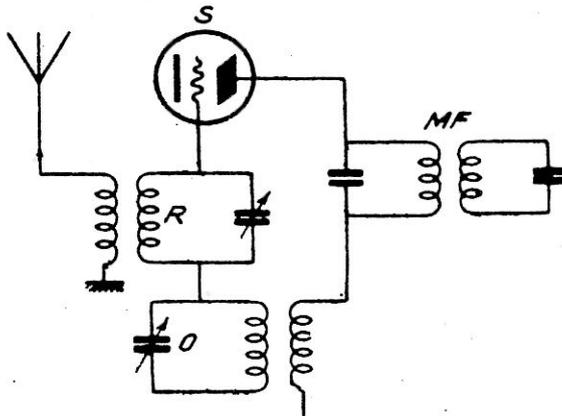


Fig. 236.

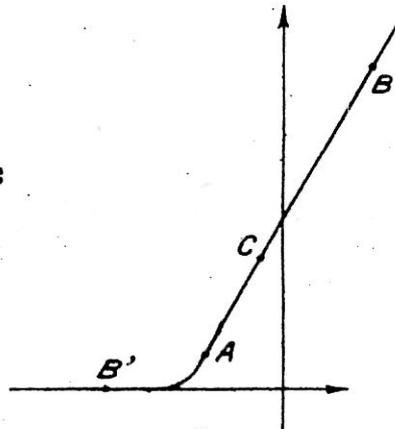


Fig. 237.

exemple la région AB (fig. 237). En pratique, seule, la région AC correspond à une amplification normale par le tube. Pendant le temps correspondant, le circuit récepteur R pourra transmettre de l'énergie au circuit de plaque, par le mécanisme d'amplification du tube. Nous arrivons donc ainsi à l'équivalent du circuit figure 234, à cette différence près que les impulsions transmises ne sont pas instantanées mais durent pendant que le point de fonctionnement va de A en C. Le résultat final n'est pas sensiblement modifié pour cela.

On peut obtenir un autre mode de fonctionnement en introduisant

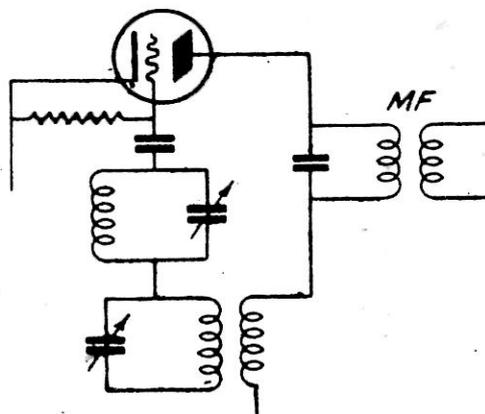


Fig. 238.

un condensateur shunté dans le circuit de grille (fig. 238). Le courant de grille dû à la rectification des oscillations spontanées du tube pro-

duira une polarisation importante. Cette fois, le point de fonctionnement se déplacera, par exemple de B' en C. La lampe sera encore bloquée pendant une partie importante du temps, non par suite de l'application d'une tension positive sur la grille, mais parce que la polarisation sera trop grande. Le résultat est le même. On peut donc encore, dans ce cas, expliquer le changement de fréquence uniquement par effet stroboscopique, sans faire intervenir d'effet détecteur.

**308. Fréquence image. Présélection.** — Pour obtenir une fréquence intermédiaire de 130 kilocycles, il suffit qu'il existe une différence de 130 kilocycles entre les oscillations locales et les oscillations incidentes. Imaginons qu'il s'agisse d'une émission sur 1.000 kilocycles (ou 300 m.). Nous réglerons, par exemple, l'oscillation locale sur 1.130 kilocycles (265 m. 5). Mais s'il existe dans le circuit une émission sur 1.260 kilocycles (238 m. 5) elle répondra, elle aussi, à la condition imposée. En effet :  $1.260 - 1.130 = 130$ .

Inversement, pour recevoir l'onde de 1.000 kilocycles, nous aurons encore la ressource de régler l'oscillation locale sur  $1.000 - 130$  ou 870 kilocycles (345 m.).

Le dispositif changeur de fréquence aura donc la propriété de permettre la réception simultanée de deux émissions dont la différence de fréquence est de  $1.260 - 1.000 = 260$ , c'est-à-dire le double de la fréquence de conversion. La seconde fréquence étant symétrique par rapport à la fréquence locale, on dit que c'est l'*image de fréquence* ou la *fréquence-image*.

Le phénomène ne pourra se produire que dans l'hypothèse où les deux fréquences  $f_i$  et  $f_i + 2f_m$  sont représentées par des tensions sur la grille du tube changeur de fréquence. On évitera l'inconvénient si, par un filtrage approprié, les signaux à la fréquence  $f_i + 2f_m$  ont pu être éliminés avant d'être introduits dans le changeur de fréquence. Il est donc nécessaire de les éliminer préalablement. C'est cette opération qu'on désigne sous le nom de *présélection*.

**309. Choix de la fréquence de conversion.** — La sélection de deux tensions à haute fréquence est d'autant plus facile que la différence des fréquences est plus grande. En toute exactitude, ce n'est pas la différence de fréquence qu'il faut considérer mais l'*écart relatif*. Ainsi, séparer les deux fréquences de 50 et 60 kilocycles est facile, parce que l'écart relatif par rapport à la plus faible est de  $\frac{10}{50}$  ou 20 %. C'est un écart considérable.

S'il s'agit de séparer les fréquences de 1.000 et 1.010 kilocycles, l'écart absolu demeure le même, mais l'écart relatif est de 1 %. Pour arriver au même résultat, il faudra utiliser des circuits bien meilleurs.

Ce simple raisonnement nous permet de comprendre comment le changement de fréquence permet d'obtenir assez facilement une grande sélectivité.

D'après ce qui précède, on pourrait croire qu'il y a intérêt à adopter une fréquence de conversion très basse. Ce serait vrai si le phénomène de la fréquence image n'existait pas.

Nous avons établi dans le paragraphe précédent que les deux fréquences dangereuses sont écartées de  $2f_m$ . Leur présélection sera donc d'autant plus facile que  $f_m$  sera plus élevée. Nous arriverons ainsi à une conclusion exactement opposée à la précédente.

Dans les récepteurs de radiodiffusion actuels deux solutions sont pratiquement adoptées :

a) *MF sur 135 kilocycles.* Il faut une présélection assez sévère dans la gamme des « petites ondes ». La sélectivité est obtenue très facilement.

b) *MF sur 472 kilocycles.* Le problème de la présélection ne se pose pratiquement que dans certaines bandes très étroites de fréquence. Par contre, les circuits de moyenne fréquence doivent être très soignés.

**310. Harmoniques de la moyenne fréquence.** — Les tensions de moyenne fréquence sont, en quelque sorte, reconstituées par des impulsions successives. Le circuit de plaque n'est pas le siège d'une force électromotrice régulièrement sinusoïdale, mais de chocs successifs qui arrivent en phase. Une telle force électromotrice contient nécessairement un nombre d'harmoniques important; on peut même observer qu'elle les contient tous. Ces harmoniques ne sont pas gênants puisque la sélectivité du filtre de moyenne fréquence est généralement très grande. *Mais les harmoniques peuvent être rayonnés et venir interférer avec les tensions existant dans les circuits d'entrée du récepteur.* Ainsi, par exemple, dans un changeur de fréquence sur 472 kilocycles, on trouve l'harmonique II, du changement de fréquence sur  $472 \times 2 = 944$  kilocycles ou environ 317 mètres.

**311. Sifflements du récepteur à changement de fréquence.** — Le fonctionnement d'un récepteur à changement de fréquence mal étudié, est souvent accompagné de sifflements dont il est utile de pouvoir connaître l'origine. Ainsi que nous allons l'établir, ces anomalies peuvent être produites par des causes multiples et l'identification n'est pas toujours facile.

Fréquemment, le brouillage prend la forme d'un sifflement plus ou moins intense qui se superpose au signal. Remarquons qu'un sifflement suppose une différence de fréquence de quelques kilocycles tout au plus entre les oscillations qu'on désire recevoir et les oscillations perturbatrices. Mais l'action perturbatrice peut s'exercer aussi bien sur la moyenne fréquence que directement sur la fréquence du signal.

Dans le cas d'un brouillage intense, la perturbation peut se traduire, par exemple, par l'audition d'une station sur un réglage tout à fait anormal.

Nous citons ci-dessous quelques-unes des causes les plus fréquentes de perturbations.

1. *Action directe sur la moyenne fréquence.* — a) Les oscillations brouilleuses peuvent correspondre à une fréquence voisine de celle de la moyenne fréquence. Si la présélection est insuffisante, le signal perturbateur parviendra jusqu'à la grille du tube changeur de fréquence. Les oscillations amplifiées seront transmises au circuit de plaque et produiront alors une interférence avec les oscillations que l'on désire recevoir.

Ce phénomène peut se produire même si la présélection est importante. Il suffit que le blindage des circuits soit insuffisant et que, sans passer par les divers éléments du récepteur, la tension perturbatrice atteigne directement la grille du tube changeur de fréquence.

Le brouillage existe naturellement quel que soit le réglage de l'appareil et quelle que soit la station reçue.

b) Si deux émetteurs puissants présentent une différence de fréquence égale à la moyenne fréquence, ils produiront des battements. Si ceux-ci peuvent atteindre la moyenne fréquence on entendra simultanément les deux stations, en même temps que celle que l'on désire écouter. Le phénomène se traduira par des sifflements.

c) Il suffit d'ailleurs d'un seul émetteur très puissant pour que ce type de brouillage puisse être fort gênant.

Prenons un exemple concret. Soit, par exemple, un récepteur à changement de fréquence dont la moyenne fréquence est de 100 kilocycles.

Si l'appareil est utilisé à Paris, avec une présélection insuffisante, nous observerons qu'il est impossible d'obtenir l'audition de Vienne. Un sifflement violent se produit et, même, parfois, on observera l'audition de Paris P. T. T.

En effet, la fréquence de cette dernière station est de 695 kilocycles. Celle de Vienne est de 592 kilocycles. L'écart est donc sensiblement de 100 kilocycles. L'onde porteuse de Vienne interfère avec celle de Paris P. T. T. insuffisamment atténuée par la présélection.

Il en sera de même pour le réglage de Lwow (Pologne) dont la fréquence est de 795 kilocycles.

2. *Fréquence image.* — Le phénomène de la fréquence image est aussi une cause de sifflements puisque une même valeur de la fréquence locale correspond à la réception de deux stations.

Le plus souvent, l'atténuation produite par la présélection fait disparaître la modulation de l'émission perturbatrice, mais l'amplitude de l'onde porteuse est suffisante pour produire un sifflement gênant.

Nous avons reconnu que le choix de la fréquence intermédiaire pouvait réquie ce phénomène.

3. *Addition de fréquences.* — On peut montrer que la superposition de deux fréquences dans des circuits à caractéristiques d'amplitude non linéaires produirait non seulement une composante à la fréquence  $f_i - f_a$  mais encore une autre à la composante  $f_i + f_a$ . Ce brouillage ne sera important que dans le cas où la fréquence intermédiaire est largement supérieure aux fréquences normalement reçues. C'est une exception dans la technique actuelle des récepteurs. Mais on doit cependant en envisager la possibilité dans certaines bandes de fréquences.

4. *Interférences d'harmoniques.* — Les tensions en présence ne sont pas pures. En général, l'oscillation locale présente tous les harmoniques. On peut obtenir le changement de fréquence par superposition d'un de ces harmoniques avec une oscillation quelconque.

Certains émetteurs ont eux aussi des harmoniques. Enfin, il faut tenir compte des harmoniques de la moyenne fréquence qui sont d'autant plus nombreux que la fréquence intermédiaire est plus basse. Il est juste d'ajouter, qu'en règle générale, l'amplitude des harmoniques diminue comme leur rang augmente.

Cette énumération suffira à montrer que la question peut être très délicate à traiter pratiquement.

**312. Aperçu du problème de la monocommande.** — Un récepteur à amplification directe comporte un certain nombre de circuits accordés simultanément sur la fréquence incidente. Ces circuits sont tous identiques; un condensateur variable comportant plusieurs éléments semblables réalise très simplement *l'alignement*.

Dans un appareil à changement de fréquence, il y a un ou plusieurs circuits accordés sur la fréquence incidente, mais il existe aussi le circuit des oscillations locales qui présente une différence constante avec la fréquence de réception. Cette différence de fréquence représente précisément la fréquence de conversion.

On cherche pratiquement à réaliser un récepteur à monocommande, c'est-à-dire dans lequel les différents circuits sont simultanément accordés.

Si l'inductance du circuit produisant les oscillations locales est de même grandeur que celles des circuits accordés sur les oscillations incidentes, il sera nécessaire que sa capacité soit ou plus grande ou plus petite. Il est donc, dans ce cas, impossible d'utiliser un condensateur d'accord présentant des éléments identiques. Une solution consistera à utiliser un condensateur variable dont la variation de capacité en fonction du déplacement angulaire ne suit pas la même loi pour les différents éléments.

Cette solution pourrait être parfaite si les récepteurs ne comportaient qu'une seule gamme de réception. Mais il est facile de voir que le condensateur des oscillations locales devrait posséder autant de sections de profil différent que le récepteur comporte de gammes. On se heurte donc à une difficulté très importante.

En pratique, la solution universellement adoptée est tout à fait différente. On utilise un condensateur variable dont les différentes sections sont identiques.

Le circuit des oscillations locales a une inductance inférieure à celle des autres circuits. La différence de fréquence cherchée est ainsi obtenue au milieu de la gamme qu'il s'agit de couvrir. La fréquence au début de la gamme (fréquence les plus élevées) serait trop grande. On lui donne la valeur convenable en plaçant en parallèle un condensateur fixe (trimmer) d'une valeur déterminée pour que l'erreur d'alignement soit, en moyenne, aussi réduite que possible.

La fréquence obtenue en haut de la gamme (fréquences les plus basses) serait trop petite. On lui donne la valeur convenable en plaçant un condensateur fixe *en série* (padding).

Le calcul permet de montrer qu'une telle solution *n'est qu'approchée*

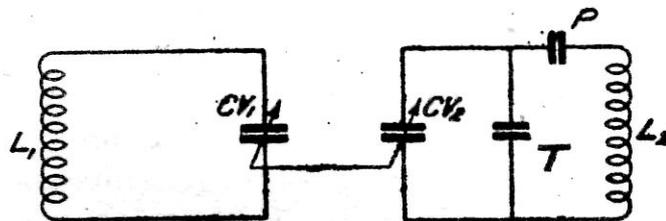


Fig. 239.

et que le système ne permet un alignement parfait qu'en trois points précis de la gamme. En dimensionnant soigneusement les variables et en choisissant judicieusement ces trois « *points de coïncidence* » l'erreur moyenne peut être assez faible pour être acceptable. Le montage schématique des deux circuits est indiqué figure 239.

Nous reviendrons sur les détails pratiques de cette opération dans le tome III de cet ouvrage.

**313. Avantages des récepteurs à changement de fréquence.** — En principe, un récepteur à changement de fréquence comportera donc un circuit d'accord, un circuit de changement de fréquence et un amplificateur de fréquence intermédiaire qui est un amplificateur à haute fréquence *accordé une fois pour toutes*. C'est dans ces derniers mots qu'on peut trouver tous les avantages des appareils à changement de fréquence.

Soit, par exemple, l'amplificateur schématisé sur la figure 240. Pour

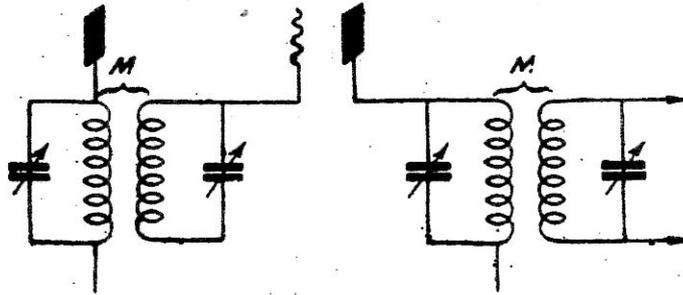


Fig. 240.

obtenir une réception correcte de la téléphonie il faut que l'amplificateur ait *une bande passante* de l'ordre de 7 à 10 kilocycles au minimum. Nous obtiendrons assez facilement ce résultat en réglant le coefficient d'induction mutuelle  $M$  au voisinage du *couplage critique*<sup>1</sup>.

Mais, s'il s'agit d'un récepteur à amplification directe il faut que l'accord des circuits puisse varier, par exemple, entre 190 et 570 mètres. Or nous nous trouvons là en présence d'une grande difficulté. La valeur de  $M$  correspondant au couplage critique *n'est pas la même quand les circuits sont accordés sur 190 ou sur 570 mètres*. Il faudra donc imaginer un dispositif mécanique permettant de modifier  $M$  en fonction de la longueur d'onde. Une autre solution approchée consistera à adjoindre *un couplage statique ou électrique au couplage magnétique*. Dans l'un ou l'autre cas, nous serons amenés à une complication certaine.

S'il s'agit d'un amplificateur de moyenne fréquence, nous pourrions régler  $M$  à sa valeur optimum. Ce sera considérablement plus simple.

D'autre part, il est beaucoup plus facile d'obtenir la sélectivité voulue. On peut sans inconvénient multiplier le nombre des circuits oscillants puisque ceux-ci sont accordés *une fois pour toutes*.

De plus, on peut choisir la fréquence intermédiaire. Imaginons, sans

1. Voir §§ 103-104-105.

plus préciser, qu'il s'agisse d'obtenir la séparation de deux stations écartées de 10 kilocycles, l'une sur 1.000 kilocycles, l'autre sur 990. L'écart relatif est de  $\frac{10}{1.000}$  ou de 1%. Après changement de fréquence l'écart absolu est toujours de 10 kilocycles. Mais si la fréquence de conversion est de 100 kilocycles l'écart relatif est de  $\frac{100}{10}$  ou 10%. La séparation sera donc beaucoup plus facile.

D'autre part, le gain d'un étage à haute fréquence dépend de l'impédance à la résonance soit  $\frac{L}{RC}$ <sup>1</sup>. Or, le facteur R est le coefficient de pertes qui sera beaucoup plus réduit si la fréquence est plus basse.

Nous obtiendrons ainsi beaucoup plus facilement des gains élevés par étage. Ce résultat sera particulièrement appréciable pour la réception des ondes courtes.

### MONTAGES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

**314. Généralités.** — Dans les premiers temps les dispositifs à changeur de fréquence comportaient deux tubes. L'un d'eux était chargé de produire les oscillations locales, l'autre, chargé d'opérer le découpage, était le *tube modulateur* ou *premier détecteur*.

Un peu plus tard, on a cherché à effectuer les deux opérations avec un seul tube. Il faut remarquer qu'à cette époque les tubes étaient exclusivement alimentés par des batteries. Il était donc intéressant de réduire la consommation. Nous décrirons rapidement quelques montages. Les tubes utilisés alors étaient des triodes. Un peu plus tard on employa des penthodes.

La technique des tubes se perfectionnant on imagina des tubes spéciaux pour le changement de fréquence. On peut cependant distinguer les éléments oscillateurs et les éléments modulateurs. En réalité, on est en présence de deux tubes placés dans la même ampoule. Ces tubes peuvent avoir des éléments nettement séparés (triode-hexode) (triode-penthode) ou, au contraire, avoir certains éléments communs (hexode, heptode).

Cette disposition présente, à la fois, des avantages et des inconvénients que nous étudierons plus loin. Cette remarque permet de comprendre que, malgré ces tubes spéciaux, il existe encore de nombreux partisans du changement de fréquence par deux tubes complètement séparés.

1. Voir tome I, n° 172, page 196.

### ANCIENS MONTAGES A UN SEUL TUBE TRIODE

**315. Montage « double harmonique ».** — La réalisation pratique des montages (fig. 236 et 238) aurait soulevé des difficultés importantes. A cette époque on ne savait point réaliser industriellement des circuits à faibles pertes. En conséquence, on choisissait une fréquence de conversion très basse, comprise généralement entre 50 et 100 kilocycles. Il en résultait que l'écart entre la fréquence locale et la fréquence incidente était faible. Les deux circuits oscillants embrochés dans le circuit de grille présentaient un désaccord peu important. Pour cette raison il y avait réaction d'un circuit sur l'autre. La modification de l'un d'eux entraînait un désaccord de l'autre. L'entretien des oscillations dans le circuit oscillateur était difficile, à cause de l'absorption provoquée par le circuit récepteur.

Un des premiers moyens présenté, dû à *Armstrong*, consiste à accorder le circuit générateur sur une fréquence double de la fréquence normale. Le changement de fréquence était alors obtenu par l'harmonique II de l'oscillation locale.

**316. Montage Tropadyne.** — Dans le montage Tropadyne, la réaction entre les deux circuits est supprimée grâce à un montage en Pont (fig. 241).

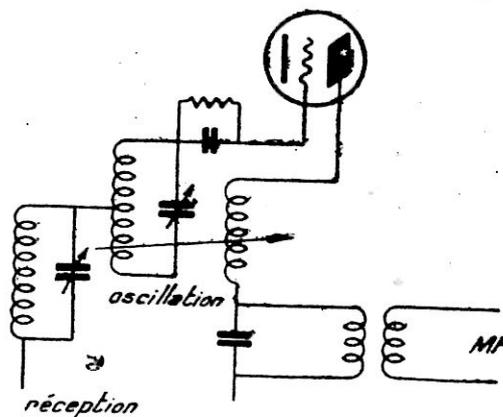


Fig. 241.

Une difficulté sérieuse était l'équilibrage du point milieu de la bobine d'oscillation. La sensibilité était assez faible. L'amplitude des oscillations locale avait une grosse importance.

**317. Montage Strobodyne.** — Alors que le montage précédent opère le changement de fréquence, en bloquant périodiquement l'ampli-

fication, par excès de polarisation, le montage Strobodyne (fig. 242) imaginé par l'auteur en 1927, procède, en quelque sorte, par court-circuit des éléments récepteurs. La grille devient positive pendant une partie de l'alternance de l'oscillation locale.

La pente moyenne pendant le fonctionnement est notoirement plus élevée, c'est sans doute à cette cause qu'il faut attribuer la grande sensibilité du montage.

Par contre, le circuit oscillant de réception, mis en court-circuit pen-

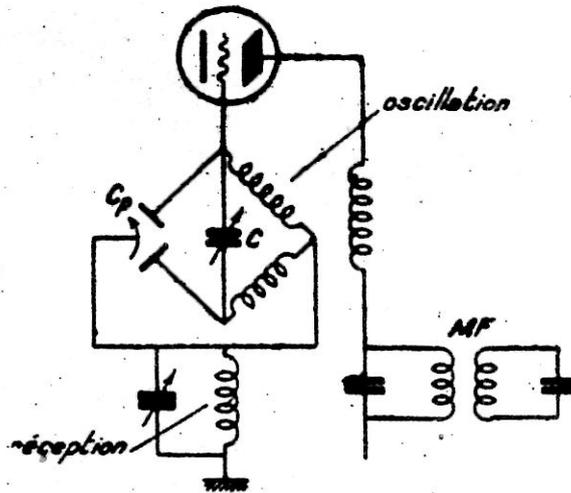


Fig. 242.

dant une partie du temps, est fortement amorti. Le problème est le même que celui de l'amortissement d'un circuit oscillant par un détecteur diode. On tourne la difficulté en n'introduisant qu'une fraction de l'inductance dans le circuit du tube.

L'équilibrage du circuit générateur est double. Il y a un point milieu sur l'enroulement et, de plus, un compensateur  $C_p$  permet de déplacer l'équilibre dans un sens ou dans l'autre. Il devient ainsi possible de corriger les écarts inévitables dus à un mauvais équilibrage de la bobine.

Le Strobodyne permettait d'obtenir une remarquable sensibilité sur les ondes les plus courtes.

## MONTAGES UTILISANT DEUX TUBES

**318. Couplage par la cathode.** — Le tube oscillateur est toujours un tube triode, quant au *tube modulateur* ou *mélangeur* c'est un tube tétrode, penthode ou encore un tube spécialement établi pour le changement de fréquence.

On peut imaginer de très nombreux montages qui ne diffèrent entre eux que par la manière dont les oscillations locales sont utilisées.

Le couplage oscillateur-modulateur peut être statique, magnétique, ohmique, etc...

Nous donnons un exemple de réalisation figure 243, montage dit à

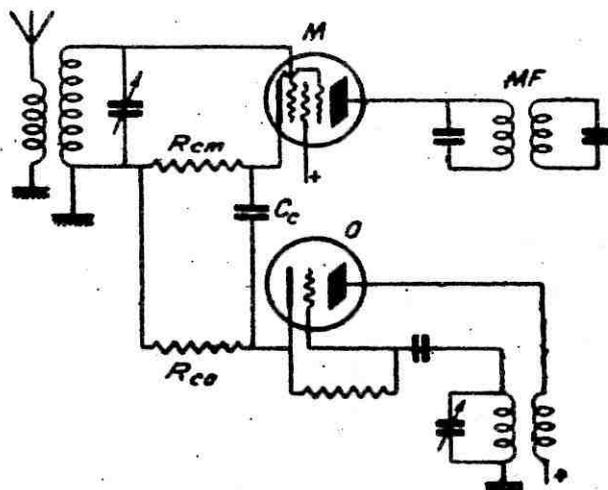


Fig. 243.

couplage cathodique. Le retour de cathode du tube oscillateur comporte une résistance  $R_{co}$ . On trouvera entre les extrémités de  $R_{co}$  des tensions de même forme que les tensions développées dans le circuit de plaque, c'est-à-dire dans le cas présent, des tensions à la fréquence de l'oscillation locale.

Ces oscillations sont transmises entre cathode et grille du tube modulateur. La résistance  $R_{cm}$  permet de déterminer le point moyen de fonctionnement de ce dernier. Quant à la résistance  $R_{co}$ , elle détermine simplement la grandeur de la tension auxiliaire transmise.

Une variante du même montage pourrait consister à n'utiliser qu'une seule résistance de cathode commune aux deux circuits.

Le fonctionnement s'explique sans difficulté. Le point moyen de fonctionnement est voisin du coude inférieur de la caractéristique : on détermine pour cela la grandeur de  $R_{cm}$  (point A, fig. 237). Les alternances d'un certain sens transmises par M diminuent la grandeur absolue de cette polarisation. Le point de fonctionnement vient périodiquement en C — ce qui correspond à un gain important puisque la pente est élevée, puis en B' — ce qui correspond au blocage du tube. Il y a donc nettement effet stroboscopique, car, en effet, la tension auxiliaire dépasse toujours *très largement* la tension incidente.

**319. Couplage par la plaque.** — On peut aussi injecter les tensions auxiliaires dans le circuit de plaque. Le montage utilisé sera, par exemple,

celui de la figure 244. Les oscillations locales n'agissent pas sur le circuit de grille, mais sur le circuit de plaque. Le montage est particulièrement sensible avec une lampe à grille écran. Il est bien facile de comprendre pourquoi. Considérons la caractéristique tension-plaque, intensité de plaque d'un tube tétrode (fig. 245) et d'un tube penthode (pointillé).

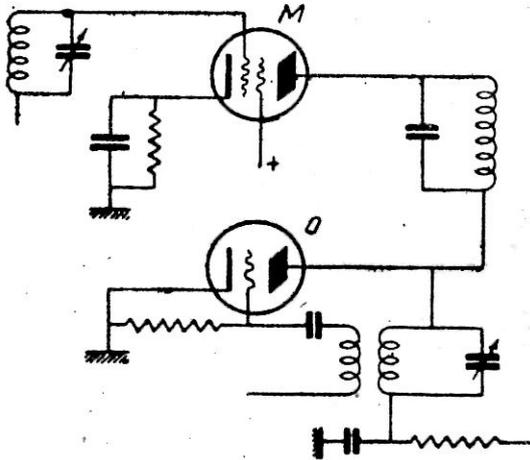


Fig. 244.

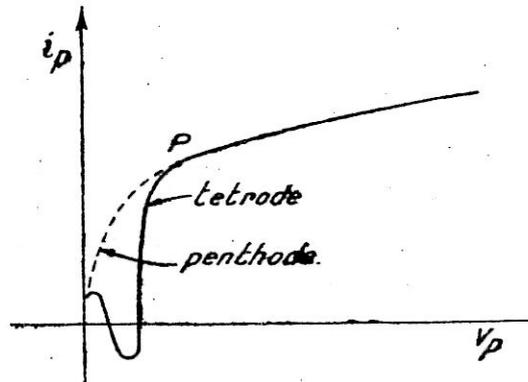


Fig. 245.

Le point moyen de fonctionnement au repos est P. On voit immédiatement que la variation de courant en fonction de la tension anodique est beaucoup plus grande pour le tube tétrode. L'effet stroboscopique sera donc beaucoup plus net. Dans un montage de cette espèce, il faut que la tension des oscillations locales soit beaucoup plus grande que pour les montages précédents. Une variation de tension produit un effet beaucoup plus grand dans le circuit de grille. C'est un inconvénient de ces montages.

### 320. Couplage par une grille écran ou par électrode spéciale.

— La tension auxiliaire de découpage peut encore être transmise à une électrode séparée comme par exemple une grille écran. Nous avons montré plus haut que la tension de grille écran avait une influence importante sur la pente du tube, c'est-à-dire sur le gain obtenu. En faisant varier la pente au rythme de la fréquence des oscillations locales on obtient encore un effet stroboscopique. Le montage sera, par exemple, celui de la figure 246. La résistance R est réglée pour que la valeur de la tension écran moyenne corresponde à l'effet stroboscopique le plus net.

Enfin, la tension peut être transmise à une électrode de commande spéciale prévue pour obtenir le changement de fréquence. Le montage ne diffère pas sensiblement de celui de la figure 246. La sensibilité est

généralement meilleure parce que les caractéristiques du tube ont été déterminées pour obtenir les meilleurs résultats dans cette fonction spéciale.

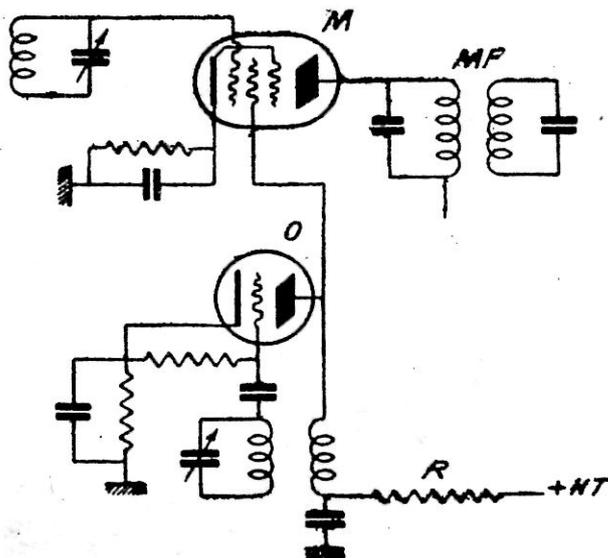


Fig. 246.

**321. Utilisation d'un tube spécial. Couplage électronique.** —

Les constructeurs de tubes ont présenté des tubes spéciaux destinés à réaliser commodément le changement de fréquence. On peut les considérer comme l'association d'un tube oscillateur et d'un tube modulateur. Si nous prenons pour exemple les tubes Octode AK 1, AK 2, EK 2, etc... ils sont constitués de la manière suivante :

La disposition générale est conforme à la figure 247. Une cathode a

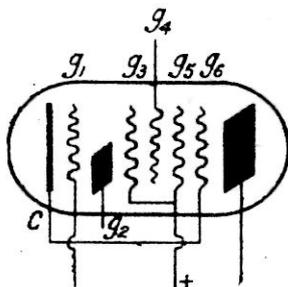


Fig. 247.

pour rôle la production des électrons. En partant de cette cathode on trouve la première grille de commande  $g_1$  qui est la grille des oscillations locales, agissant sur la totalité du flux électronique.

L'électrode  $g_2$ , appelée généralement seconde grille est, en réalité, une anode auxiliaire. C'est souvent une petite tige placée hors du flux électronique général.

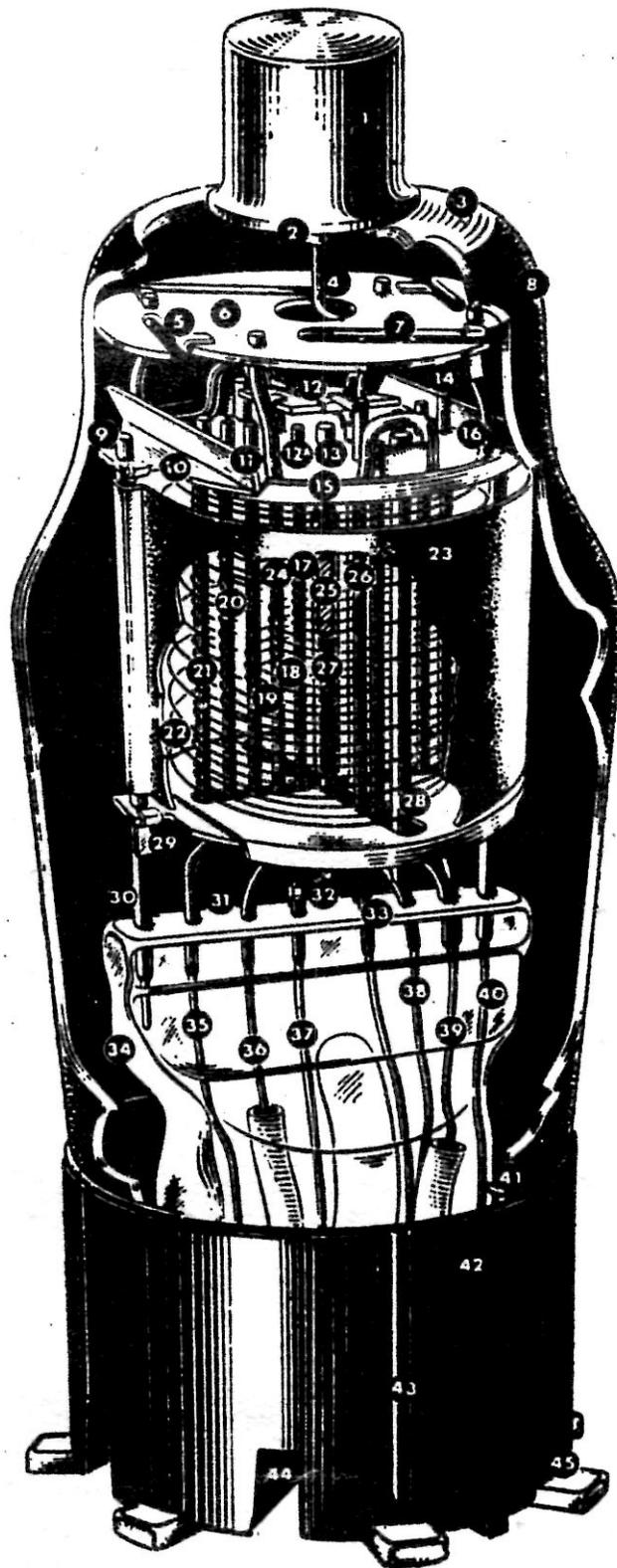


Fig. 248.

La correspondance entre les numéros de la figure est indiquée ci-dessous :

1. Connexion extérieure de grille.
2. Isolateur d'entrée pour la connexion à la grille de contrôle (grille 4).
3. Ampoule de verre.
4. Connexion à la quatrième grille.
5. Pinçage pour la fixation du disque de centrage en mica.
6. Disque flexible de centrage en mica.
7. Évidement dans le disque de mica, assurant une élasticité suffisante pour le maintien dans le verre de l'ampoule.
8. Revêtement métallique.
9. Support de l'anode.
10. Disque de mica pour la fixation des supports d'électrode.
11. Support de la troisième grille.
12. Support pour la première grille.
12. Condensateur de neutralisation.
13. Partie supérieure de la cathode.
14. Support de la sixième grille.
15. Disque métallique renforçant le disque de mica.
16. Support de disque de centrage en mica.
17. Première grille.
18. Deuxième grille.
19. Troisième grille.
20. Quatrième grille.
21. Cinquième grille.
22. Sixième grille.
23. Anode.
24. Support de la deuxième grille.
25. Filament et isolateur.
26. Support de la quatrième grille.
27. Couche émissive de la cathode.
28. Support de la sixième grille.
29. Pinçage pour la fixation de l'ensemble des électrodes
30. Support pour l'ensemble des électrodes.
31. Couche spéciale pour l'isolement de surface.
32. Filament.
33. Pinçage pour la fixation de l'ensemble des électrodes.
34. Pied en verre.
35. Connexion de la sixième grille.
36. Connexion de la deuxième grille.
37. Connexion du filament.
38. Connexion de la première grille.
39. Connexion de la troisième et de la cinquième grilles.
40. Connexion de l'anode.
41. Connexion de la métallisation.
42. Culot.
43. Guide de fixation.
44. Évidement pour l'élimination des pertes en haute fréquence.
45. Ergot de fixation sur le support.

Ces deux dernières électrodes constituent, avec la cathode, les éléments d'un tube triode qui entretient les oscillations locales.

La grille suivante  $g_3$  est une électrode accélératrice qui est reliée à la grille  $g_5$  et l'ensemble des deux constitue un véritable écran entourant complètement la grille de commande principale  $g_4$ . La dernière grille ( $g_6$ ) est intérieurement reliée à la cathode du tube. C'est une électrode de freinage ou grille d'arrêt destinée à empêcher les électrons secondaires de revenir vers les électrodes accélératrices. Nous donnons figure 248 un dessin permettant de se faire une idée précise de la complexité d'un tube électronique comme l'octode.

Le schéma d'utilisation sera, par exemple, celui de la figure 249. Les

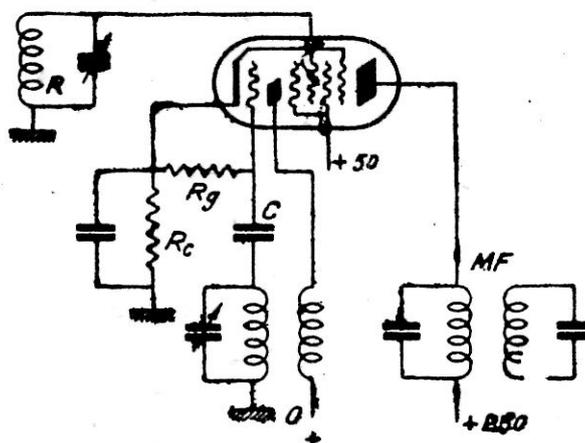


Fig. 249.

tensions incidentes sont développées dans le circuit récepteur R et appliquées entre grille de commande principale ( $g_4$ ) et masse. La grille ( $g_4$ ) est une grille de tube à pente variable.

Le circuit oscillateur comporte deux enroulements dont l'un est accordé par condensateur variable qui commande le changement de fréquence. Les oscillations développées ont une amplitude de l'ordre de 10 ou 15 volts et sont ainsi appliquées à la première grille.

On comprend, d'après cette brève description, que le couplage entre les éléments oscillateurs et récepteurs n'est ni magnétique, ni statique, ni ohmique. Les deux circuits sont, à priori, électriquement séparés. Ils sont, en réalité, couplés par des électrons. Il s'agit donc d'un couplage d'une nature spéciale qui a été nommé *couplage électronique*.

On pourrait dire qu'il s'agit en somme d'une liaison unilatérale puisque si le circuit O agit sur le circuit R, l'effet inverse n'est pas vrai.

**322. Fonctionnement.** — On peut comprendre intuitivement le fonctionnement des tubes octodes. Les électrons sont contrôlés tout

d'abord par la première grille  $g_1$ . Quand, au cours de son oscillation, cette grille prend de fortes valeurs négatives (de l'ordre de — 10 volts) elle bloque complètement le courant électronique. Cet arrêt a lieu naturellement à la fréquence de l'oscillation locale. On voit nettement apparaître, de la sorte, l'effet de découpage ou effet stroboscopique.

Tout se passe exactement comme si l'émission électronique de la cathode était pulsatoire, avec, précisément, le rythme des oscillations locales.

On peut, d'ailleurs, préciser davantage cette manière d'envisager le fonctionnement.

Considérons l'ensemble des grilles  $g_3, g_4, g_5, g_6$  et l'anode comme un tube penthode. La grandeur des tensions instantanées transmises au circuit de plaque est déterminée par la grandeur des tensions développées par le circuit récepteur R mais, aussi, par la pente de la caractéristique.

Mais cette dernière constante dépend, à son tour, de la tension appliquée sur la grille  $g_1$ . On peut d'ailleurs, tracer la courbe qui donne la variation de la pente  $p_{g4}$  en fonction de  $v_{g1}$ .

Cette pente  $p_{g4}$  serait définie comme le rapport entre la variation du courant anodique  $i_p$ , en fonction de la tension appliquée sur  $g_4$ . Mathématiquement, ce serait :

$$\frac{di_p}{dv_{g4}}$$

Cette courbe est tracée en 1 figure 250.

Mais il s'agit là de conditions purement statiques. En réalité,  $v_{g1}$  subit des variations périodiques à la fréquence des oscillations locales. Traçons ces variations en fonction du temps (en bas de la figure).

Nous pouvons tracer graphiquement les variations de la pente ou ce qui revient au même, de l'amplification en fonction du temps. Nous arrivons ainsi à la courbe III (à droite). Son allure est extrêmement révélatrice. Le tube agit comme un interrupteur qui laisserait passer *rythmiquement* les oscillations incidentes. C'est exactement ce que nous avons supposé dans notre explication du changement de fréquence stroboscopique. Il importe de remarquer que la loi de variation du gain est loin d'être sinusoïdale. La plupart des calculs élémentaires assimilent cette courbe à une sinusoïde. Il y a là une simplification tellement exagérée qu'il convient de mettre en doute les résultats de ces calculs.

**323. Pente de conversion. Gain de conversion. Résistance interne.** — Pour apprécier le fonctionnement d'un tube changeur de fréquence, on définit la *pente de conversion* par analogie avec la *pente* dans un tube ordinaire. Une petite variation  $dE_e$ , de l'amplitude efficace

du signal à l'entrée se traduira par une variation  $dI_i$  de la composante du courant anodique qui correspond à la fréquence intermédiaire, quand l'impédance d'utilisation est nulle. La pente de conversion  $p_{\text{conv}}$  sera :

$$\frac{dI_i}{dE_i}$$

Pour un tube donné, la tension moyenne fréquence développée aux bornes d'une impédance  $R_r$  est :  $Z_i \times p_{\text{conv}}$ .

La pente de conversion apparaît ainsi comme une constante essentielle des tubes changeurs de fréquence.

De la même manière, on serait amené à définir la *gain de conversion* comme le rapport entre la tension incidente et la tension de fréquence intermédiaire développée entre les extrémités de l'impédance d'utilisation. Cette valeur est précisément :

$$A_{\text{conv}} = p_{\text{conv}} \cdot Z_i.$$

D'après la figure 250, il y a des périodes où le courant de plaque est annulé par suite de la forte tension négative de la grille. Ce qu'on pour-

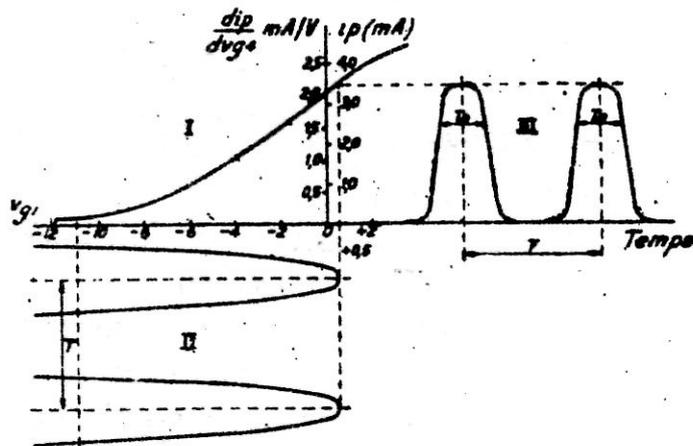


Fig. 250.

rait appeler la résistance interne instantanée est donc infinie par instant. Mais on peut aussi définir une résistance interne moyenne.

Dans les tubes usuels, cette résistance est très élevée : en fait elle est de l'ordre de 1 mégohm. Il en résulte que l'amortissement causé au circuit oscillant de plaque est très faible et qu'il est possible d'utiliser avec avantage des circuits de très haute qualité. La résistance interne  $R_i$  augmente encore quand on polarise davantage la grille  $g_1$ , dans le but de diminuer le gain de conversion.

**324. Action de l'amplitude des oscillations locales sur les constantes.** — On peut imaginer qu'il doit exister, pour un tube donné,

une amplitude optimum de la tension des oscillations locales. En effet : pour une amplitude très faible, la pente de conversion tend vers zéro puisqu'il n'y a plus découpage du signal incident.

D'autre part, une amplitude exagérée correspond à une réduction des intervalles  $T_c$  (fig. 250) pendant lesquels le tube peut amplifier.

Si ces intervalles se rétrécissent exagérément, il y a nécessairement une diminution de la pente de conversion.

C'est ce que traduit précisément la courbe supérieure de la figure 251. La pente de conversion croît rapidement avec la tension des oscillations locales. Le maximum est obtenu pour une tension efficace de l'ordre de 7 v. 5. Après quoi, la pente de conversion diminue lentement.

La résistance intérieure (courbe  $R_i$ ) croît régulièrement avec l'amplitude des oscillations.

L'examen de ces courbes montre bien la nécessité de faire fonctionner le tube avec une amplitude d'oscillation locale suffisante. Il est, en tous cas, préférable que l'amplitude soit plus grande que plus petite, car la courbe est beaucoup plus abrupte du côté des faibles amplitudes (fig. 251).

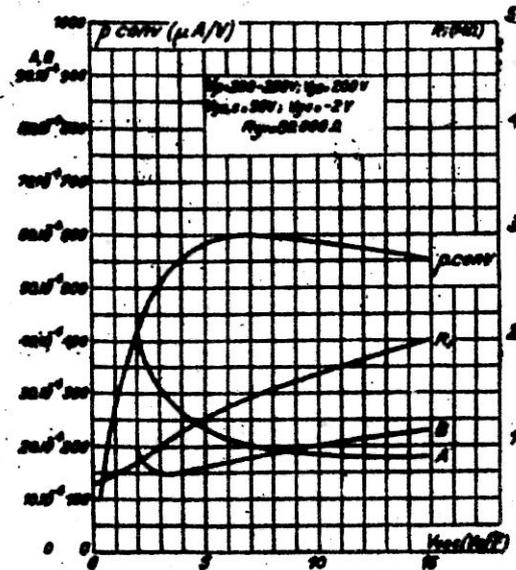


Fig. 251.

325. Remarque sur les tubes changeur de fréquence. — Nous avons pris l'exemple du tube Octode. Mais toutes nos remarques sont également applicables à d'autres tubes. Le fonctionnement des tubes heptodes américains n'est pas différent. Dans certains tubes (hexode) la tension d'oscillation locale n'est pas appliquée à la première grille. Il y a, en quelque sorte, inversion des rôles entre la grille d'oscillation et la grille de réception. Mais le fonctionnement demeure très sensiblement le même.

Les oscillations locales commandent encore la variation rythmique de la pente du tube. On serait amené à tracer des courbes tout à fait comparables à celles de la figure 250 et on définirait exactement de la même manière *la pente de conversion et le gain de conversion*.

### DÉFAUTS DES TUBES CHANGEURS DE FRÉQUENCE

**326. Effet de couplage électronique.** — C'est en première approximation seulement qu'on peut considérer le couplage électronique comme à sens unique. En tenant compte des capacités entre les électrodes (de l'ordre de  $0,1 \mu\mu\text{F}$ ) il semble que le couplage entre les circuits soit négligeable. Cependant, pour des fréquences relativement élevées (vers  $1.500 \text{ kc/s}$  par exemple) on peut facilement mettre en évidence, entre les bornes du circuit de réception R, une tension à la fréquence des oscillations locales, qui peut pratiquement être de l'ordre de 1 volt. Cet effet peut donc être gênant lorsque la différence de fréquence relative est faible. C'est précisément ce qui arrive dans les gammes d'ondes courtes. La surtension due au circuit de réception peut alors atteindre des valeurs assez considérables.

Cet effet peut encore se manifester de la manière suivante : la tension développée entre les extrémités de R peut être assez grande pour donner lieu à la production d'un courant de grille. S'il n'y a pas de résistance élevée dans le circuit, le circuit récepteur est fortement amorti. S'il y a une résistance élevée en circuit (circuit d'antifading) le courant produit une polarisation négative du tube et diminue encore la sensibilité.

On peut aussi observer que la tension alternative induite dans le circuit R vient diminuer la grandeur des impulsions qui forment la tension de moyenne fréquence. Il y a donc une diminution de la pente de conversion.

L'étude théorique du couplage électronique est délicate. On arrive à cette conclusion que tout se passe comme s'il existait *une capacité négative unilatérale* entre la grille  $g_1$  et la grille  $g_4$ .

Il est possible de compenser approximativement cet effet en connectant *une capacité positive*, c'est-à-dire ordinaire, entre les deux grilles  $g_1 - g_4$ . C'est ce que réalisent certains constructeurs à l'intérieur même de l'ampoule.

**327. Rayonnement et blocage.** — Le couplage électronique a, nous l'avons écrit plus haut, l'inconvénient de faire naître une tension entretenue dans le circuit récepteur. Celui-ci est connecté à l'antenne

dans les récepteurs non munis d'étage de haute fréquence avant le changement de fréquence.

Si la différence relative de fréquence est assez faible — sur ondes courtes, par exemple — les tensions transmises à l'antenne peuvent avoir une amplitude assez grande pour produire un rayonnement très appréciable. Le récepteur est ainsi un émetteur de puissance suffisante pour gêner les récepteurs voisins.

Le trouble peut aussi prendre une autre forme. Les impulsions transmises au circuit d'accord peuvent être assez grandes pour contraindre le circuit de réception à osciller. On dit alors que le montage « *bloque* ». Suivant l'amplitude et la fréquence des oscillations ainsi produites, le phénomène peut prendre des aspects très différents. La réception est généralement brouillée par une série de sifflements d'interférences. Quand l'amplitude des oscillations parasites est très grande la réception peut disparaître entièrement.

Le « blocage » peut être aussi produit par des oscillations complexes du circuit des oscillations locales. Quand le couplage d'entretien est trop serré, on peut observer parfois un brusque changement dans la forme des oscillations produites. Les tensions cessent d'être sinusoïdales et prennent une forme extrêmement complexe. Le tube générateur produit simultanément des oscillations de fréquences légèrement différentes qui interfèrent entre elles. Dans certains cas le circuit de fréquence intermédiaire peut aussi être le siège d'oscillations entretenues.

Il est juste d'ajouter que ces phénomènes ne sont pas particuliers aux tubes changeurs de fréquence mais qu'ils peuvent se manifester avec des montages utilisant deux tubes à fonction séparée.

**328. Glissement de fréquence.** — En polarisant plus ou moins la grille  $g_1$  on modifie à volonté la *pente de conversion* et, en conséquence, on fait varier le *gain de conversion* dans le sens que l'on désire. Nous verrons dans le tome III que cette variation est obtenue automatiquement par l'action de dispositifs correcteurs (antifading ou C. A. V.).

Il importe évidemment que cette action sur le tube ne modifie en aucune façon la fréquence des oscillations locales. S'il en était autrement, la variation de sensibilité s'accompagnerait d'un dérèglement de l'appareil : il y aurait *glissement de fréquence*.

L'expérience montre que si le phénomène peut être négligé dans la réception des fréquences moyennes, il peut être particulièrement gênant pour la réception des ondes courtes et très courtes. Il se traduit pratiquement de la manière suivante :

Le réglage du récepteur semble anormalement précis. En modifiant progressivement l'accord du circuit d'oscillation locale on a l'impression que la station cherchée surgit brusquement, comme si le récepteur était exagérément sélectif. Lorsqu'une période d'affaiblissement se manifeste (fading) l'audition disparaît brusquement et, parfois, *ne reparait pas d'elle-même*. S'il y a une station sur une longueur d'onde voisine, on observe parfois que le récepteur se règle sur cette dernière. Il semble alors que le récepteur est dérégulé et il est nécessaire de retoucher légèrement à l'accord. Comme les périodes d'évanouissement sont très fréquentes sur les ondes courtes, toute réception agréable devient impossible.

Les observations faites plus haut s'expliquent sans difficultés. Le réglage de l'appareil réalise, en quelque sorte, un état d'équilibre instable. La variation d'intensité due au fading se traduit par une modification de la polarisation et une modification de la fréquence des oscillations locales. Cet effet vient donc, si l'on peut dire, accélérer la disparition de l'audition. Si le déréglage est assez grand le renforcement de la station sera impuissant à faire revenir les conditions initiales. Il faudra dans ce cas retoucher au réglage du condensateur variable d'abord dans un sens, puis dans l'autre.

**329. Causes du glissement de fréquence.** — Deux causes principales produisent le glissement de fréquence.

a) La variation de la pente s'accompagne nécessairement d'une variation d'intensité anodique. La commande de sensibilité a lieu simultanément sur plusieurs tubes (Modulateur, MF et, éventuellement HF). La variation totale est assez importante pour produire une variation très appréciable de la tension anodique. Celle-ci, à son tour, se traduit par une variation de la fréquence produite.

On peut facilement remédier à cette cause par différents moyens. Le plus simple c'est de faire en sorte que l'intensité anodique totale soit aussi grande que possible par rapport à la variation. On peut aussi stabiliser la tension au moyen de tubes à néon. Le circuit anodique du tube oscillateur peut, pour compléter les dispositions précédentes, être alimenté non par un dispositif potentiométrique, mais par une résistance placée en série. L'expérience montre qu'il se produit une compensation automatique et que le glissement de fréquence devient beaucoup moins important.

b) Une autre cause, c'est que la modification de polarisation entraîne une modification de la densité électronique au voisinage de la première grille et *une modification de la capacité entre cette grille et la*

cathode<sup>1</sup>. La variation de fréquence due à cette cause peut atteindre 20 kilocycles pour des fréquences de l'ordre de 30 mégacycles/s (10 m.).

Parmi les moyens utilisables pour réduire ce grave inconvénient, on peut citer :

- a) Accord du circuit de plaque au lieu d'accorder le circuit de grille.
- b) Alimentation par résistance série (déjà cité plus haut).
- c) Utilisation du second harmonique des oscillations locales.

Un autre moyen, évidemment radical, peut consister à ne pas utiliser de réglage de sensibilité sur le tube changeur de fréquence.

**330. Effet du parcours électronique.** — Dans les chapitres précédents, nous avons admis implicitement que la vitesse communiquée aux électrons était assez grande pour qu'on puisse négliger la durée

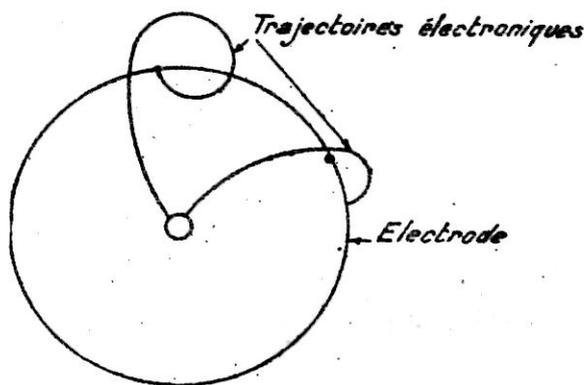


Fig. 252.

du parcours entre cathode et anode par rapport à la période des oscillations.

Mais l'expérience montre que cette simplification n'est plus légitime pour des fréquences de l'ordre de 20 à 30 mégacycles (15 à 10 mètres).

En effet, un électron subit, par exemple, une certaine accélération au voisinage de la cathode et s'en va avec une certaine vitesse vers une électrode positive (anode, anode auxiliaire ou grille écran), mais pendant la durée de son parcours, il y a une modification des potentiels si bien que l'électron peut ne pas atteindre cette électrode ou l'atteindre après une trajectoire très compliquée<sup>2</sup> (voir fig. 252). Il en résulte un certain nombre de phénomènes fort gênants. Tout d'abord, il y a un retard entre la commande des oscillations par la grille et le courant de l'élec-

1. Nous avons montré plus haut que la capacité apparente aux bornes du circuit de grille est  $C'_{kg} = C_{jp} (1 + A)$ . Le gain  $A$  varie avec la polarisation; il en résulte nécessairement une variation de  $C'_{kg}$ .

2. C'est un phénomène de ce genre qui est utilisé dans le montage de Barkhausen, Pierret, etc...

trode positive. C'est un véritable *déphasage* qui vient réduire et même éventuellement supprimer toute amplification.

Un autre inconvénient est non moins grave. *Certains électrons peuvent atteindre des grilles négatives* parce que la répartition des potentiels dans la lampe s'est modifiée pendant le trajet des électrons. On observera, dans ces conditions, l'existence d'un courant dans le circuit de la grille de commande, courant dont l'intensité est de l'ordre de plusieurs microampères. Il en résulte un amortissement des circuits et, surtout, *une diminution de sensibilité* s'il existe une résistance de découplage importante dans le circuit. Il en est généralement ainsi : la valeur de la résistance atteint souvent 2 mégohms. Ainsi la tension négative appliquée par cet effet sera de  $2 \cdot 10^6 \times 2 \cdot 10^{-6}$  ou 4 v., si l'intensité du courant parasite est de 2 microampères.

C'est suffisant pour amener une diminution de sensibilité très importante.

**331. Tubes triode-hexode. Triode-penthode.** — Dans le but de diminuer les phénomènes gênants que nous venons de signaler, on a

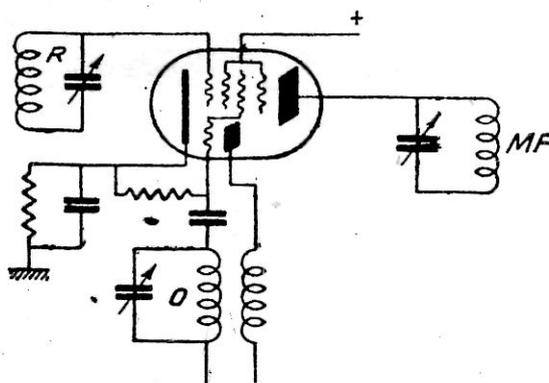


Fig. 253.

réalisé les tubes changeurs de fréquence dits triode-hexode, triode-penthode, etc... Une cathode commune produit l'émission électronique nécessaire pour un tube triode et un autre tube dont tous les autres éléments sont complètement indépendants. La grille des oscillations locales est intérieurement connectée à la grille de modulation. Un écran ou, plutôt, un double écran sépare électrostatiquement la grille de modulation des autres électrodes. Nous donnons figure 253 un exemple de réalisation (triode-hexode).

Cette disposition permet de réduire dans une certaine mesure les phénomènes gênants. L'entretien des oscillations peut être obtenu plus facilement sur les ondes courtes car l'électrode d'entretien peut alors occuper

une certaine surface. Il en résulte une pente plus élevée pour le tube triode auxiliaire.

Le glissement de fréquence est réduit parce que le tube triode utilise un faisceau électronique indépendant du faisceau principal. Toutefois il n'est pas supprimé.

### 332. Octodes neutrodynées. Octodes à faisceaux électroniques.

— Nous avons indiqué plus haut que l'effet de couplage électronique pouvait être considéré comme apporté par une *capacité négative* unilatérale, connectée entre grille  $g_1$  et grille  $g_4$ . On peut neutraliser une résistance négative par une résistance positive de même valeur absolue. De même, on neutralisera une capacité négative par une capacité positive de même valeur absolue.

C'est ce qui a été réalisé dans certains tubes changeurs de fréquence (EK 2,) appelés, pour cette raison, *Octodes neutrodynées*. Le fonctionnement est naturellement amélioré sur ondes courtes. La pente de conversion conserve une valeur plus élevée.

Dans les mêmes tubes, on a pu diminuer l'influence du parcours électronique en réduisant les dimensions du tube. Il est évident que, pour une même vitesse, la durée de parcours électronique sera divisée par deux si les dimensions sont elles-mêmes réduites dans les mêmes proportions<sup>1</sup>.

Une autre solution plus récente (EK 3) fait appel à une technique tout à fait différente : l'emploi de véritables *faisceaux* ou *rayons électroniques*. On retrouve là des notions déjà exprimées, à propos des tubes à concentration électronique (§§ 178 et suivants) et à distance critique. Le but poursuivi c'est de communiquer aux électrons des vitesses égales. Il ne faut pas oublier que les électrons, expulsés de la cathode, sont projetés d'une manière tout à fait irrégulière. On a pu comparer la cathode en fonctionnement à la surface d'un liquide en ébullition. Des bulles de vapeurs plus ou moins nombreuses, plus ou moins grosses viennent crever à la surface. Il en est de même des électrons qui sont tous semblables mais dont l'émission subit des fluctuations. Ce n'est pas, en réalité, la cathode qui lance l'électron vers l'anode, c'est au contraire cette dernière ou les électrodes positives qui communiquent à l'électron une accélération sous l'influence de laquelle il atteint rapidement une très grande vitesse. En réalité, c'est la répartition des potentiels au voisinage de la cathode, puis le long de sa trajectoire qui détermine la vitesse et l'accélération de l'électron. Si tous les électrons occupaient la même place de l'espace, ils seraient tous animés de vitesses égales. Il en résulte

1. Cela n'est qu'approximatif, car les électrons ne sont pas en mouvement uniforme.

terait la disparition de phénomènes gênants (émissions secondaires, effet de parcours, etc...).

Un moyen d'arriver à ce résultat, c'est de grouper les électrons en *faisceaux aussi compacts que possible*. Comme ils seront voisins les uns des autres, il est certain qu'ils subiront simultanément des accélérations et des freinages identiques. Dans un tube ordinaire, les électrons forment un nuage confus autour de la cathode. Nous avons déjà montré que deux électrons se comporteront de manière différente si l'un passe au voisinage d'une grille de freinage alors que l'autre passe au large (§ 177). Le même raisonnement est valable pour une grille accélératrice. Ainsi, l'un des électrons pourra être capté par l'électrode et restera, par suite, inutilisé, alors que l'autre pourra atteindre la plaque.

C'est par la forme des électrodes qu'on peut arriver à concentrer les électrons en faisceaux. Il est d'ailleurs souhaitable que cette concentration soit appliquée tout le long du parcours parce qu'un faisceau

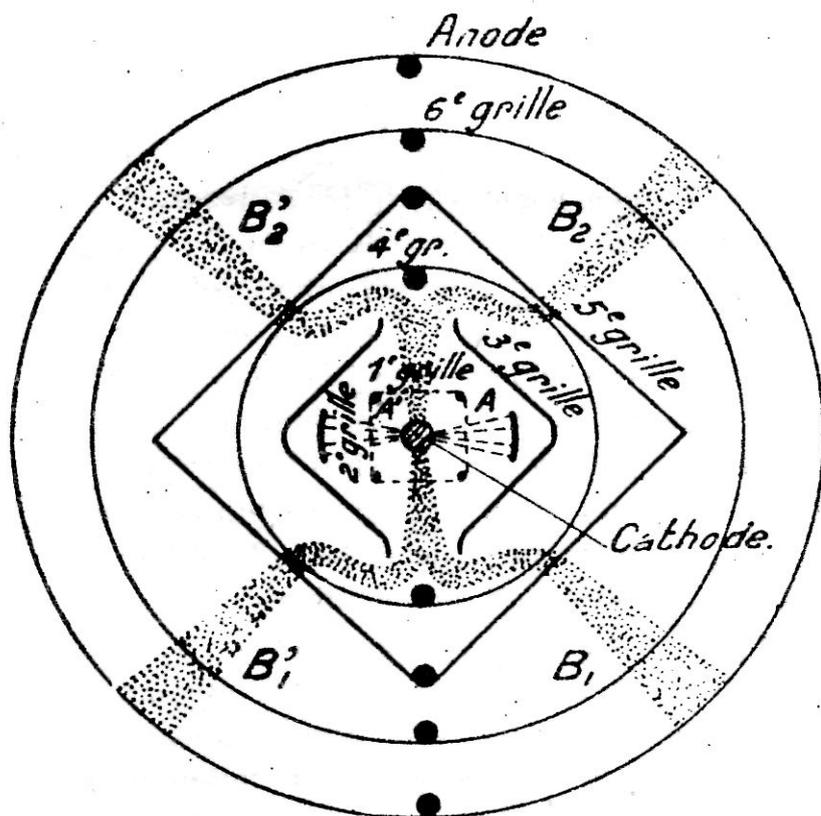


Fig. 254.

électronique tend à diverger. En effet, deux électrons constituant deux charges de même signe, se repoussent mutuellement.

Dans l'Octode EK 3, figure 254, le nuage électronique issu de la cathode est d'abord divisé en quatre faisceaux, par l'action de la cathode et de

la première grille. Deux faisceaux symétriques AA' sont utilisés pour produire les oscillations locales. On dispose dans ce but deux anodes auxiliaires sur lesquelles les faisceaux A et A' viennent frapper normalement. La forme de ces anodes n'est pas indifférente. Ce sont, en fait, de véritables miroirs convergents. On évite ainsi le rebondissement des électrons dans des directions divergentes et, par conséquent, la rupture des faisceaux A et A' et la formation d'un nuage d'électrons secondaires. C'est le même procédé que dans les tubes Harries et 6L6.

Les autres faisceaux après avoir traversé la grille  $g_1$  et par conséquent, avoir été découpés au rythme de l'oscillation locale, sont dirigés vers l'ouverture d'un blindage porté à une tension positive.

Dans l'axe de cette ouverture, ils rencontrent un pilier négatif qui les sectionne en deux autres faisceaux symétriques  $B_1 B_2$  et  $B'_1 B'_2$ . Ces faisceaux traversent alors la série habituelle des électrodes : écrans, grille de commande principale, etc... Les lignes de force du champ électrique, dont la forme est déterminée par la géométrie des électrodes et par les tensions appliquées sont telles que la convergence des faisceaux soit maintenue et que les électrons arrivent normalement à la surface de l'anode.

**333. Avantages de cette disposition.** — Les électrons des faisceaux A et A' sont chargés d'assurer la production des oscillations locales. Ils ne remplissent que cette mission et ne s'égarent plus dans le réseau des autres électrodes.

Inversement, les faisceaux chargés d'opérer le changement de fréquence sont, eux aussi, complètement indépendants. Il ne peut donc plus y avoir réaction d'un faisceau sur l'autre. Sans être complètement supprimé, le phénomène du glissement de fréquence est considérablement diminué et n'est plus très gênant.

L'effet de parcours est, lui aussi, presque entièrement supprimé. Le fonctionnement est considérablement amélioré sur les ondes courtes. La pente de conversion demeure pratiquement la même pour toutes les fréquences.

L'effet de couplage électronique n'est pas supprimé puisqu'il est dû au principe même. On en atténue les effets en neutrodinant le tube à l'aide d'un condensateur de valeur convenable branché entre  $g_1$  et  $g_2$ . Le montage est fait à l'intérieur du tube.

**334. Bruits de fond des amplificateurs (souffle). Agitation thermique.** — En règle générale un étage d'amplification n'est pas

parfaitement silencieux. On peut mettre en évidence des variations instantanées du courant anodique qui se traduisent par des bruits indésirables dans le haut-parleur. L'effet sera d'autant plus notable que l'étage considéré sera suivi par un amplificateur à plus grand rapport d'amplification.

Il augmente aussi avec la fréquence de réception. Ces perturbations sont produites par deux causes principales.

1<sup>o</sup>. *Agitation électronique dans les conducteurs*. Il faut se souvenir ici des notions acquises dans le tome I de cet ouvrage (§§ 2-3-4, pages 6 à 11).

Nous avons considéré une section d'un conducteur et nous avons expliqué, qu'en l'absence de courant électrique, pendant un certain intervalle de temps, cette section était traversée par autant d'électrons dans un sens que dans l'autre. Les électrons sont si nombreux que le hasard peut jouer d'une manière pratiquement parfaite. Mais il ne s'agit là que du nombre *moyen* d'électrons. Or, une moyenne suppose une *certaine durée*. Un exemple analogue fera sans doute mieux comprendre ces notions.

Soit une tension alternative représentée par une sinusoïde (fig. 255)

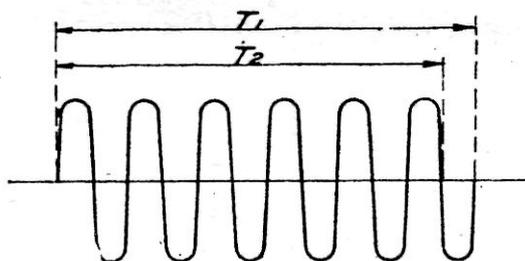


Fig. 255.

existant entre les extrémités d'un conducteur. La tension moyenne pendant le temps  $T_1$ , est nulle. Il y a, en effet, autant d'alternances dans un sens que dans l'autre. Supposons maintenant que nous établissons la moyenne pendant la durée  $T_2$ . La moyenne ne sera plus rigoureusement nulle puisqu'il y a une alternance de plus dans un sens que dans l'autre. Cette alternance représente l'erreur absolue maximum dans l'établissement de la moyenne. Elle est d'autant plus négligeable que la durée de l'expérience est plus longue. En d'autres termes, la moyenne tend vers zéro quand on l'établit sur une durée suffisante.

*Mais si la durée de l'expérience est du même ordre de grandeur que la période nous n'avons plus le droit d'admettre que la moyenne est nulle. L'erreur peut prendre des valeurs considérables. Il faudra donc conclure*

que la tension moyenne d'un courant alternatif est nulle pendant une durée très grande par rapport à la période.

Il en est exactement de même pour les fluctuations électroniques.

La charge électrique qui traverse une section d'un conducteur ou — ce qui revient au même — la différence de potentiel qui existe entre les deux extrémités d'un conducteur est nulle à moins que la durée de l'observation soit du même ordre de grandeur que la durée d'un parcours électronique. Si, en effet, nous réduisons, peu à peu, la durée de l'observation, il arrivera un moment où nous pourrons observer soit un passage d'électron, soit deux, soit aucun. *Pendant ces temps extrêmement courts, il y a donc existence spontanée d'un courant électrique.*

Or, la période correspondant aux ondes courtes est précisément de l'ordre de grandeur voulu pour que les fluctuations puissent avoir une action. Ainsi, un circuit oscillant réglé sur 12 ou 15 mètres sera précisément sensible à ces perturbations. Des oscillations y naîtront spontanément, par intervalle et seront, par conséquent, amplifiées par les tubes du récepteur. Ces amorçages irréguliers se traduiront par un bruit qui est précisément le *bruit de fond* ou *souffle*.

Cet effet pourrait devenir très important sur les ondes courtes si l'impédance des circuits utilisés était très grande. *Ce serait faire erreur que de le négliger même sur les ondes moyennes.* En effet, on a pu déterminer qu'aux bornes d'un circuit de bonne qualité (coefficient de surtension de l'ordre de 200) la tension parasite due à l'agitation électronique était de l'ordre de 1 microvolt.

**335. 2<sup>o</sup> Effet Schottky. Effet de parcours.** — Par nature, l'émission électronique d'une cathode est un phénomène discontinu. Nous avons pu comparer la surface d'une cathode émissive à celle d'un liquide bouillant. Les bulles de vapeur comme les électrons, arrivent irrégulièrement. Il y a donc, là encore, des fluctuations qui prendront une importance d'autant plus grande que la durée d'observation sera plus courte.

**3<sup>o</sup> Effet de parcours.** — Les trajectoires plus ou moins compliquées suivies par les électrons dans la réception des ondes courtes se traduisent encore par des fluctuations.

**336. Cas d'un tube changeur de fréquence.** — Dans les tubes amplificateurs normaux, cette cause de perturbation n'acquiert de l'importance que pour les fréquences correspondant aux ondes courtes. Mais il n'en est pas de même dans les récepteurs à changement de fréquence. Il est probable que des battements se produisent entre les oscil-

lations locales et les tensions parasites dues aux fluctuations. Une partie de ces battements correspond aux circuits de fréquence intermédiaire et, après amplification et rectification, se traduit par un bruit continu ou souffle dans le haut-parleur.

L'intensité du bruit de fond dépend largement des conditions de fonctionnement du tube changeur de fréquence. La courbe de la figure 251 indique comment, pour un tube donné, varie l'intensité du bruit de fond en fonction de la tension des oscillations locales. On a porté en abscisse la valeur du rapport  $\frac{F}{S}$ , F étant la tension équivalente ou bruit de fond et S la tension utile. Il est clair qu'il y a intérêt à utiliser le tube avec une amplitude d'oscillation locale au moins égale à la valeur correspondant au maximum de la pente de conversion.

Il y a certainement une relation entre l'intensité du bruit de fond et l'intensité anodique. On observe, en effet, qu'à sensibilité égale, le bruit de fond est d'autant plus réduit que l'intensité anodique est plus faible.

Le bruit de fond dépend aussi naturellement de la largeur de la bande passante. Dans un tube changeur de fréquence, les tensions de bruit de fond *modulent* des tensions de fréquence intermédiaire. Plus la bande sera large et plus le bruit de fond sera important, et cela, d'autant plus que les composantes du bruit de fond sont généralement très aigus.

Enfin, on constate qu'on diminue le bruit de fond quand on augmente la pente de conversion.

Ces divers facteurs ont permis d'établir empiriquement la formule suivante qui permet la comparaison entre divers tubes changeurs de fréquence.

$$vf = f \frac{\sqrt{I_p \times B}}{100 p_{conv}}$$

$vf$  = tension équivalente au bruit de fond;

$I_p$  = intensité anodique en milliampères;

$p_{conv}$  = pente de conversion en microampères par volt;

$B$  = largeur de bande de l'amplificateur MF en cycles par seconde.

$f$  coefficient qui varie avec les types de lampes mais que, sans grande erreur, on peut prendre égale à 1 dans la plupart des cas.

Il va sans dire que la formule précédente ne peut donner que l'ordre de grandeur.

**337. Changement de fréquence par un ou deux tubes.** — Les deux systèmes ont leurs partisans. En utilisant un tube oscillateur séparé on obtient généralement des résultats plus constants sur les ondes

courtes. La pente du tube utilisé permet d'entretenir plus facilement les oscillations locales. Le glissement de fréquence peut facilement être rendu absolument négligeable. Le bruit de fond est en général plus réduit.

Mais il est certain que des progrès considérables ont été faits dans la construction des tubes changeurs de fréquence. Il est plus facile d'obtenir une pente de conversion constante en fonction de la fréquence. Il y a une économie évidente de courant de chauffage et de courant anodique.

De plus, le rayonnement parasite produit par les oscillations locales est généralement beaucoup plus important quand on utilise deux tubes séparés.

On voit qu'en définitive la balance des avantages et des inconvénients ne penche ni d'un côté ni de l'autre. Le choix doit donc être déterminé par des considérations particulières à chaque cas.

**338. Influence de la courbure des caractéristiques.** — On peut considérer qu'un tube changeur de fréquence est, en réalité, un tube amplificateur dont le fonctionnement est découpé suivant le rythme des oscillations locales.

Le point de fonctionnement se déplace sur des portions de caractéristiques très étendues. Comme il ne s'agit pas de droites, il est à prévoir que les phénomènes déjà signalés à propos de tubes amplificateurs se manifesteront.

C'est bien ce que l'on observe. On peut, comme dans un tube amplificateur, distinguer : *la modulation de ronflement, la distorsion et l'augmentation de profondeur de la modulation, la transmodulation.*

L'étude de ces différents phénomènes a été faite à propos des tubes amplificateurs de haute fréquence. Il est donc tout à fait inutile de la reprendre ici.

Nous nous bornerons à signaler qu'il convient de tenir compte de ces facteurs dans le choix d'un tube ou dans la mise au point d'un étage changeur de fréquence.

## CHAPITRE XVIII

### Tubes à rayons cathodiques.

339. **Décharge dans les gaz raréfiés.** — Soit figure 206, une ampoule de verre contenant une électrode plane C qui est la cathode et une anode de forme quelconque, un simple fil, par exemple. Si nous appliquons une tension très élevée — de l'ordre de 100.000 volts, par exemple — entre les deux électrodes, nous n'observerons aucun phénomène à la pression normale, à condition, naturellement, que leur écartement soit

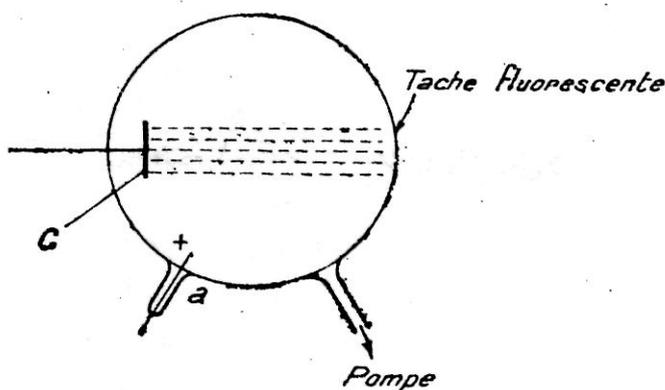


Fig. 256.

supérieur à la distance explosive. Mais si nous faisons progressivement le vide, nous observerons toute une série de phénomènes lumineux dont le caractère change avec la nature du gaz et la pression. Pour une pression déjà très basse, de l'ordre de 1/100 de millimètre de mercure, l'expérience prend un aspect particulier. La luminescence intérieure a disparu et l'on remarque sur la face de l'ampoule opposée à la cathode une tache lumineuse d'une belle fluorescence verte (avec une ampoule en verre ordinaire). En même temps, le verre s'échauffe et peut même entrer en fusion, si la tension appliquée est suffisante.

On en conclut que le verre est atteint, à cet endroit, soit par un rayonnement, soit par un bombardement de corpuscules. Il est facile d'observer que ces *rayons cathodiques* sont déviés par un *champ magnétique*, aussi bien que par un *champ électrique*. En particulier, il suffit de promener

un aimant autour du tube pour provoquer le déplacement de la tache lumineuse.

Si l'on remplace la paroi de verre par une très mince feuille d'aluminium, on observe que le rayonnement traverse la feuille de métal mais est arrêté, dans l'air, après un parcours de quelques millimètres. En l'absence de champ, le rayonnement se propage en ligne droite. Il est facile de vérifier qu'il en est ainsi en plaçant un objet dans l'ampoule, sur le trajet du rayonnement invisible. On observe l'ombre portée sur la surface fluorescente du verre.

Si la paroi de verre est remplacée par une surface luminescente (sulfure de zinc, par exemple) le phénomène lumineux prend une intensité incomparablement plus élevée, suffisante pour être observée en plein jour.

**340. Nature des rayons cathodiques.** — Les rayons cathodiques ne sont pas, en réalité, un rayonnement, tout au moins dans le sens que nous avons donné à ce terme. Ils sont constitués par des projectiles rapides qui sont, précisément, *des électrons*. Ceux-ci sont arrachés à la cathode. Nous avons déjà eu l'occasion de signaler que, dans un gaz, il existe toujours quelques molécules ayant perdu des électrons : ce sont donc des ions positivement électrisés. Sous l'influence du champ et dans une atmosphère assez raréfiée, ces ions se précipitent sur la cathode. Si la vitesse des ions, qui dépend de la tension, est suffisante, le choc ainsi produit provoque l'arrachement d'un ou de plusieurs électrons du métal; ceux-ci, violemment repoussés par la cathode, s'éloignent avec une vitesse considérable. Sur leur trajet, ils rencontrent des molécules et leur arrachent des électrons. Les nouveaux ions ainsi produits se précipitent à leur tour vers la cathode et le mécanisme s'entretient de lui-même.

Cette explication s'accorde avec les faits suivants :

a) L'émission cathodique cesse lorsque la pression dans le tube est trop basse. A ce moment il n'y a plus d'ions dans l'ampoule et le phénomène ne peut plus se produire.

b) L'émission cathodique cesse lorsque la pression est trop élevée, la vitesse communiquée aux ions ne peut pas atteindre une grandeur suffisante, à cause des chocs moléculaires trop nombreux.

c) On peut mettre en évidence le bombardement cathodique en perçant des trous dans la cathode. On voit alors se produire, en arrière, une faible luminescence due *aux rayons positifs* que *Goldstein* désignait sous le nom de *rayons canaux*<sup>1</sup>.

1. Voir en appendice.

On peut s'étonner d'observer que les électrons expulsés de la cathode partent perpendiculairement à sa surface et atteignent toujours la face opposée de l'ampoule, *quelle que soit la position de l'anode*.

On peut montrer que la présence d'ions dans l'ampoule amène ce résultat que l'atmosphère intérieure — si l'on peut employer ce terme — est partout positivement électrisée, sauf au voisinage *immédiat* de la cathode. Dans ces conditions, toutes les lignes de force sont normales à la surface cathodique. Pour montrer qu'il en est bien ainsi on peut disposer des *électrodes-témoins* dans l'intérieur de l'ampoule. Dès le début du fonctionnement, elles sont toutes portées à la tension anodique. Toute la chute de tension s'opère, en réalité, au voisinage immédiat de la cathode et les lignes de force sont toutes perpendiculaires à la surface de cette dernière (fig. 257).

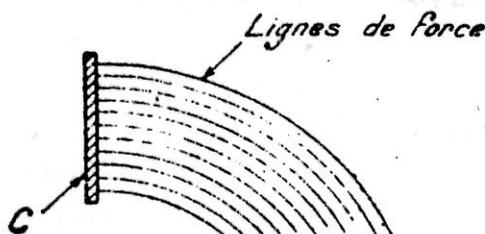


Fig. 257.

**341. Formation d'électrons secondaires.** — Il est facile de vérifier qu'un faible courant traverse l'ampoule. Comment le circuit peut-il se fermer puisque les électrons cathodiques ne sont pas projetés vers l'anode, mais vers la tache fluorescente ?

Les électrons qui cheminent vers l'anode peuvent avoir deux origines :

a) Le choc des électrons sur la paroi de l'ampoule détermine des émissions secondaires d'électrons. Ceux-ci vont rejoindre l'anode.

b) L'ionisation de l'atmosphère interne produit des électrons qui cheminent vers l'anode.

Il importe de remarquer que l'origine a) permet d'expliquer le fonctionnement des tubes à rayons cathodiques modernes.

**342. Tubes à cathodes incandescentes.** — Mais on dispose actuellement de moyens beaucoup plus simples pour produire des électrons. Une cathode incandescente, recouverte d'oxyde de baryum constitue une source d'une utilisation très commode. Le phénomène peut alors se produire dans le vide le plus élevé qu'on sache réaliser.

Un tube à rayons cathodiques à cathode incandescente sera, en principe, constitué par une source d'électrons dont la partie utile est d'une

surface aussi réduite que possible. L'anode est une électrode percée d'un trou, placée à une faible distance de la cathode (fig. 258). La tension est appliquée entre anode et cathode. Elle est beaucoup plus faible que dans un tube à ionisation. En pratique, elle peut varier entre quelques

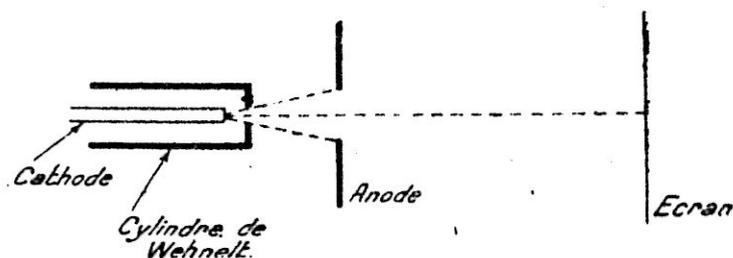


Fig. 258.

centaines et quelques milliers de volts. Dans les tubes à ionisation elle était de plusieurs dizaines de milliers de volts.

Dans le tube moderne les rayons ne sont plus émis normalement à la surface cathodique. En effet, le champ électrique est régulièrement réparti entre cathode et anode et un grand nombre d'électrons peuvent atteindre l'anode. Ces électrons sont, si l'on peut dire, perdus. Ils ne concourent point à la formation du rayon. L'anode est percée d'un trou précisément pour laisser passer le rayon cathodique.

Sous cette forme simple, le tube à rayons cathodiques ne serait guère utilisable. On obtiendrait, non pas un mince faisceau de rayons, mais un cône à grande ouverture qui donnerait une tache diffuse sur l'écran.

D'autre part, le vide absolu est irréalisable. Il existe toujours des molécules sur le trajet du rayon. Sous l'influence du bombardement, il y a *ionisation*. Les ions, très lourds, font le trajet inverse des électrons et se précipitent sur la cathode. Sous l'influence de ce bombardement, la matière active de la cathode serait très rapidement détruite.

**343. Nécessité de la concentration.** — Dans la majorité des applications, le tube à rayons cathodiques est utilisé comme oscillographe : on observe les mouvements de la trace du faisceau de rayons sur l'écran, sous l'influence de champs électriques ou magnétiques. Il est donc indispensable que cette trace soit aussi fine, aussi ponctiforme que possible.

Or, les électrons d'un faisceau ne comportant primitivement que des trajectoires parallèles, tendent à s'écarter d'eux-mêmes, tout simplement parce que deux électrons se repoussent mutuellement. Si l'on veut obtenir un pinceau très étroit, il faut donc avoir recours à une influence extérieure.

1. Voir appendice page 388, paragraphe V.

**344. Cylindre de Wehnelt ou grille.** — Le *cylindre de Wehnelt*, appelé encore parfois tout simplement *cylindre* et, parfois encore *grille*, est une électrode percée d'un trou, qui entoure complètement la cathode.

Si nous appliquons sur ce cylindre, une tension négative par rapport à la cathode nous nous opposerons au départ des électrons. La tension de cylindre permet donc de doser l'intensité du faisceau cathodique. En appliquant une tension suffisante nous pouvons même faire disparaître complètement le rayon. Dans les tubes destinés à la télévision, c'est en agissant sur la tension du cylindre que l'on module le rayon en intensité.

En même temps, le cylindre entourant complètement la cathode la protège contre le retour offensif des ions. Ceux-ci, au lieu de bombarder la cathode, bombardent le cylindre, ce qui n'a aucun effet destructeur.

Enfin, troisième fonction, le cylindre resserre le faisceau électronique sur lui-même. C'est donc un moyen de concentration.

Les figures 259 *a* et *b* illustrent cette action.

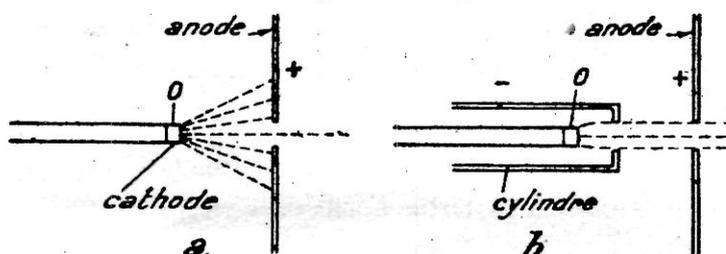


Fig. 259.

**345. Tubes à gaz. Défauts.** — Dans les premiers temps de la technique des tubes à rayons cathodiques, un moyen de concentration couramment utilisé consistait à introduire un gaz sous très faible pression (0,005 mm. de mercure) dans l'ampoule. On utilisait l'hydrogène, le néon, l'argon, la vapeur de mercure, etc... La dislocation des molécules gazeuses amenait la présence de très nombreux ions positifs dans l'axe du faisceau. Ces ions constituaient une véritable charge d'espace positive qui resserrait le faisceau sur lui-même et combattait l'action de répulsion mutuelle des électrons.

Il était ainsi possible d'obtenir un pinceau très délié avec des tensions d'anodes relativement faibles. Nous verrons plus loin que cette circonstance est favorable à la sensibilité du tube.

Mais les tubes à gaz ont un très grand défaut. En fonctionnement, on est amené à faire déplacer le faisceau de rayons à des vitesses fantastiques. Or, l'ionisation n'est pas un phénomène instantané. Il faut un temps appréciable pour que les ions soient formés et se groupent dans l'axe du faisceau. On constate ainsi que la concentration n'existe

plus aux grandes vitesses de déplacement et, qu'en conséquence, les images manquent de netteté.

Comme les tubes à gaz ont encore d'autres défauts (déformation) et que la technique du tube à vide a fait de grands progrès, on a à peu près renoncé complètement aujourd'hui à leur emploi.

**346. Tubes à vide. Anode de concentration.** — Dans les tubes à vide, on obtient la concentration au moyen d'une ou de plusieurs anodes auxiliaires, dites *anodes de concentration*.

On arrive au résultat cherché en étudiant la distance, la forme, le diamètre des anodes et en modifiant le rapport des tensions appliquées.

Soit, par exemple, le système de la figure 260. En partant de la cathode

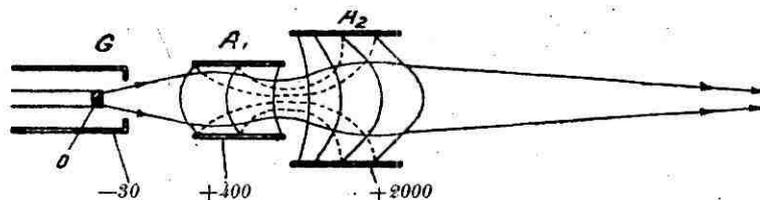


Fig. 260.

de potentiel zéro, nous rencontrons d'abord *la grille* ou *Wehnelt* dont la tension négative est de 30 volts, puis à une certaine distance nous trouvons une première anode  $A_1$  portée à une tension positive de 400 volts, qui est *l'anode de concentration*, puis une anode d'un diamètre plus grand, portée à une tension positive de 2.000 volts par exemple, qui est *l'anode d'accélération*. Les Anglais appellent l'ensemble des deux électrodes un *canon à électrons* (gun). La comparaison se comprend sans peine : dans le parcours l'électron subit des accélérations de plus en plus grandes.

Dans un système comme celui de la figure 260, on peut tracer les lignes de force électrique (courbes tracées en pointillé). Les normales à ces courbes seront les véritables lignes de niveau électrique ou *courbes équipotentielles*. Ce sont les courbes tracées en trait plein.

Un électron obéit à deux influences :

1° Son inertie qui tend à le maintenir dans la direction primitivement imposée.

2° Il tend à suivre les lignes de « plus grande pente » électrique qui sont les lignes de force. La trajectoire est donc la résultante des deux actions. Dans ces conditions, les trajectoires électroniques ont la forme des lignes en forme de flèches. Ce croquis suggère immédiatement la comparaison avec un système optique convergent. Les rayons lumineux issus d'un point P (fig. 261) vont converger vers un point P'.

Si la distance entre O et P' est fixée par construction on pourra agir sur la distance PO — ou, si c'est impossible, sur la convergence du système:

Or, la convergence de la *lentille électronique* constituée par le système de la figure 260 peut être modifiée en changeant l'allure des lignes équipoten-

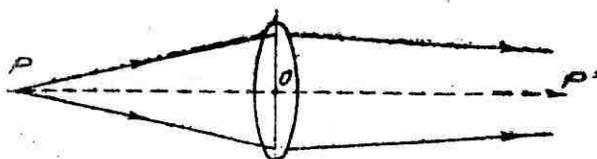


Fig. 261.

tentielles et, pour cela, il suffit tout simplement d'agir sur la tension  $A_1$ . C'est pour cette raison qu'on appelle  $A_1$  l'électrode de concentration.

La convergence dépend aussi, dans une certaine mesure, de la tension de Wehnelt et de la tension anodique.

Avec les tubes modernes, utilisant une tension suffisante, la concentration est assez bonne pour que le spot lumineux ait un diamètre de l'ordre de 0,2 millimètre. Il est alors possible d'obtenir des tracés très fins.

On pourrait aussi réaliser la concentration en utilisant non plus des champs électriques mais des champs magnétiques. Le système n'a reçu que des applications limitées.

**347. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques.** — C'est la différence de potentiel existant entre cathode et anode qui communique une vitesse de plus en plus grande aux électrons. L'accélération s'exerce pendant le passage entre cathode et sortie de l'anode; la vitesse est croissante pendant le trajet. Elle demeure sensiblement constante depuis la sortie jusqu'à l'arrivée sur l'écran. Il en serait de même avec une arme à feu s'il n'y avait pas la résistance de l'air.

On comprendra, d'après cela, que la vitesse électronique s'accroisse avec la tension appliquée.

Calculons cette vitesse. L'énergie est emmagasinée par l'électron sous la forme cinétique et son expression est  $\frac{1}{2}mv^2$ ;  $m$  étant la masse de l'électron.

Par définition, le travail effectué par le déplacement d'une charge  $e$ , égale à celle de l'électron pour une variation de potentiel  $V$  est  $eV$ . Nous pouvons donc écrire :

$$\frac{1}{2}mv^2 = eV$$

d'où :

$$v = \sqrt{2\frac{e}{m}V}$$

Soit, par exemple, une chute de tension de 2.000 volts. Le rapport  $\frac{c}{m} = 1.77 \cdot 10^7$  unités électromagnétiques.

2.000 volts équivalent à  $2.000 \times 10^8$  unités électromagnétiques, d'où :

$$v = \sqrt{4.000 \times 1,77 \times 10^7 \cdot 10^8}$$

environ  $26.500 \cdot 10^5$  cm/s ou 26.500 km/s environ.

On voit donc que les vitesses sont énormes<sup>1</sup>.

C'est précisément parce que tension appliquée et énergie ou vitesse sont liées par une relation simple qu'on peut dire que tel électron a une énergie de 10.000 volts. Pour définir l'énergie d'un projectile électronique on dira, par exemple, qu'il est de 250.000 volts-électron.

**348. Déviation électrostatique du faisceau.** — Faisons passer un rayon cathodique entre les deux armatures d'un condensateur A et B (fig. 262). S'il n'existe aucune différence de potentiel entre A et B et si

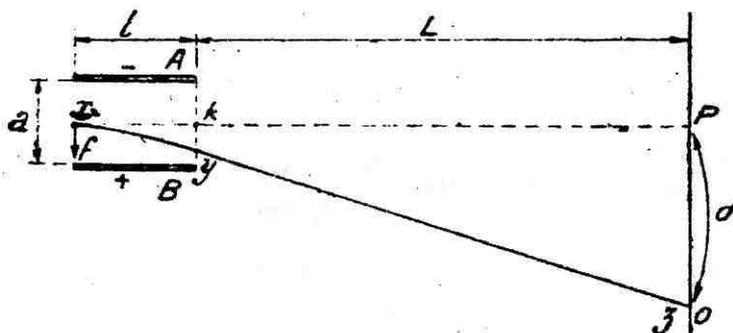


Fig. 262.

la tension des armatures est égale à celle de l'anode, le faisceau n'est pas dévié et va frapper l'écran au point P. Si nous appliquons une tension entre A et B l'électron sera repoussé par l'armature négative et attiré par l'autre. Il ira frapper l'écran au point O. Proposons-nous de calculer la déviation  $PO = d$ .

L'électron est un projectile en mouvement uniforme. Pendant son passage entre les armatures A et B, il subit une force qui est constante, si le champ électrique est lui-même constant. On peut admettre qu'il en est ainsi pour des électrodes d'une surface assez grande. On négligera l'erreur introduite par le bord des électrodes.

Nous sommes en présence d'un problème classique de balistique. C'est le même que celui d'un projectile tiré horizontalement. L'attraction de la pesanteur transforme le mouvement en parabole. Toutefois, dans le cas présent, la trajectoire sera parabolique, seulement pendant

1. Voir en appendice : Vitesse des électrons et Théorie de la Relativité.

le trajet  $l$ , c'est-à-dire pendant que s'exerce la force  $f$ . Après quoi, la trajectoire sera rectiligne et sera précisément la tangente à la parabole à partir du point  $y$ .

Le champ électrique entre les deux armatures est  $\frac{V_a}{a}$  si  $V_a$  est la tension appliquée entre A et B et  $a$  leur distance.

La force appliquée à l'électron, dont la charge est  $e$  est :  $\frac{V_a}{a} e$ .

L'accélération communiquée est  $\gamma = \frac{V_a \times e}{a \times m}$  puisque  $m$  est la masse du projectile.

Pendant le passage entre les plaques de déviation la déviation  $ky$  est :  $= \frac{1}{2} \gamma t^2$  c'est-à-dire  $x = \frac{Vd \times e}{a \times m} \times t^2$ . La vitesse latérale

étant :  $\sqrt{\frac{2e}{m}} V$  le temps  $t$  est :  $\sqrt{\frac{l}{\frac{2e}{m} V}}$

d'où finalement après simplification :  $x = \frac{Vd l^2}{4aV}$ .

Calculons maintenant la déviation qui se produit entre  $y$  et  $z$ . L'électron conserve une vitesse transversale, ou vitesse de chute, constante égale à  $\gamma t$ , c'est-à-dire :

$\frac{Vd \times e}{a \times m} \times \sqrt{\frac{l}{\frac{2e}{m} V}}$ .

La durée du transit  $y z$  est :  $\frac{L}{\sqrt{\frac{2e}{m} V}}$  d'où finalement  $p = \frac{Vd \times l \times L}{2aV}$ .

Enfin, en ajoutant les deux déviations on trouve :  $d = \frac{1}{4} \frac{V_a}{a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}$ .

Cette formule nous montre que :

a) La déviation est inversement proportionnelle à la tension d'anode  $V$ .  
Un tube sera d'autant moins sensible que la tension appliquée sera plus grande.

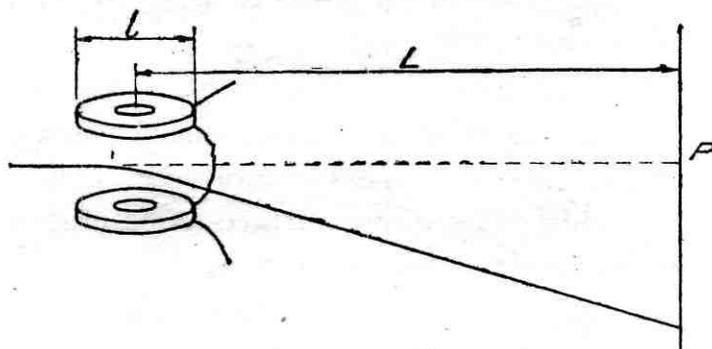


Fig. 263.

b) La déviation est sensiblement proportionnelle à  $L$ . En pratique on peut négliger  $l$  devant  $L$ .

c) La déviation est proportionnelle à la tension de déviation. Ce sera donc une mesure de la tension appliquée.

d) La déviation est inversement proportionnelle à l'écartement des plaques de déviation.

**349. Déviation magnétique.** — Un électron en mouvement est un courant électrique élémentaire. L'électron produit un champ magnétique autour de lui. Dans un autre champ magnétique il y aura donc une force appliquée à l'électron. On peut ainsi dévier un rayon cathodique à l'aide d'un champ magnétique (fig. 264).

Par définition, l'intensité d'un courant électrique représente la quantité d'électricité transportée pendant l'unité de temps.

Si  $v$  est la vitesse, nous pourrons écrire, pour un élément infiniment petit de la trajectoire  $dl$  :

$$i = \frac{ev}{dl} \quad \text{d'où : } idl = ev.$$

D'après la loi de Laplace, chaque élément  $dl$  du courant est soumis à une force

$$f = \frac{1}{10} idlH. \quad \text{soit ici : } f = \frac{1}{10} evH.$$

Cette force est perpendiculaire au champ magnétique et à la direction du courant. On voit que, dans un champ uniforme, la force appliquée est constante et qu'elle est toujours perpendiculaire à la trajectoire, il en résulte que l'électron décrira une trajectoire circulaire.

Le rayon de cette trajectoire est donné par la formule simple :

$$R = \frac{mv}{eH}.$$

On peut facilement calculer, d'après cela, qu'avec les vitesses ordinairement obtenues dans les tubes à rayons cathodiques, il suffit d'un champ relativement faible pour obtenir des rayons de l'ordre de 10 à 15 centimètres.

Si la direction du champ est oblique par rapport à la trajectoire, l'électron décrit une spirale.

Pour obtenir la déviation électromagnétique on dispose deux bobines perpendiculairement au rayon ; l'électron, pendant son passage dans le champ décrit un arc de cercle (fig. 263) dans un plan parallèle à celui des bobines.

La formule qui donne la déviation est :

$$d = H \frac{e l L}{m v}$$

Mais :

$$v = \sqrt{\frac{2e}{m} V}$$

D'où :

$$d = H \sqrt{\frac{1}{2} \frac{e}{m}} \times \frac{L \times l}{\sqrt{V}}$$

La déviation magnétique permet de placer les dispositifs de déviation à l'extérieur des tubes. On peut commodément adapter l'impédance des circuits de déviation à celle des circuits de mesure.

**350. Mesure de la vitesse des électrons et du rapport  $\frac{e}{m}$ .** — Imaginons un tube à rayons cathodiques comportant :

1. Une paire de plaques de déviation.
2. Une paire de bobines de déviation exerçant leur action au même point de la trajectoire.

Supposons que, pour une tension connue entre les plaques de déviation, nous obtenions une certaine déviation  $d$ . En envoyant dans les bobines un courant de sens et d'intensité convenables nous pourrions annuler la déviation  $d$  et ramener le spot lumineux au point P.

Nous pouvons en conclure, à ce moment-là, que la force magnétique et la force électrique appliquées aux électrons s'équilibrent exactement.

La force électrique est  $e \times E$ ,  $E$  étant la grandeur du champ électrique, c'est-à-dire :

$$\frac{Vd}{a}$$

La force magnétique est :

$$eH \frac{v}{c} \quad c \text{ étant vitesse de la lumière.}$$

Les deux forces étant égales on a :

$$e \times E = eH \frac{v}{c}$$

d'où :

$$v = \frac{E}{H} c.$$

$E$  et  $H$  sont des grandeurs très facilement mesurables.

1. On notera que la déviation est inversement proportionnelle à la racine carrée de la tension d'accélération, alors que la déviation électrostatique est inversement proportionnelle à cette tension. Il est donc plus avantageux d'employer la déviation électromagnétique quand la tension d'accélération est élevée.

Si nous égalons cette valeur à la formule 1 déjà trouvée nous obtenons :

$$\sqrt{\frac{2e}{m}} V = \frac{E}{H} c.$$

D'où l'on peut tirer enfin :

$$\frac{e}{m} = \frac{E^2}{H^2} \frac{1}{2V}.$$

Toutes les grandeurs du second membre peuvent être mesurées avec des instruments usuels.

On remarquera que, pour des valeurs de  $V$  relativement faibles (quelques milliers de volts accélérateurs) le rapport  $\frac{e}{m}$  demeure constant. Mais pour des tensions de plusieurs centaines de milliers de volts, on constate que  $\frac{e}{m}$  diminue notablement et suivant une loi précise. Ce fait indiscutable demeure absolument inexplicable en appliquant les règles de l'ancienne physique classique. Si l'on applique, au contraire, les formules relativistes (Einstein) tout devient parfaitement clair. Masse et énergie sont deux aspects d'une même cause. En augmentant la vitesse de l'électron, nous augmentons l'énergie qu'il représente et, par conséquent, sa masse. Quand la vitesse tend vers celle de la lumière, le rapport  $\frac{e}{m}$  tend vers zéro. Il faut en conclure que  $m$  tend vers l'infini. Il est donc impossible de communiquer à un mobile, quel qu'il soit, une vitesse égale à celle de la lumière.

L'expérience du tube à rayons cathodiques est une des nombreuses preuves directes de l'exactitude des théories relativistes <sup>1</sup>.

### 351. Oscillographe à rayons cathodiques. Base de temps. —

Un oscillographe à rayons cathodiques comportera une cathode chargée de produire les électrons, qui ne diffère que par sa forme de la cathode d'un tube de T. S. F. On cherche à obtenir une cathode de très petite surface de telle sorte que l'image électrique de cette cathode sur l'écran soit aussi fine que possible.

Autour de cette cathode est la grille ou *Wehnelt* porté à une tension négative et dont le rôle a été exposé plus haut. Le réglage de la tension servira à doser l'intensité du rayon cathodique.

Sur le trajet du rayon on rencontre ensuite une *anode de concentration* servant à la mise au point sur l'écran, puis l'*anode d'accélération*.

1. Voir aussi en appendice : Vitesse des électrons.

Enfin, on trouve un *système de déviation* soit électrostatique, soit magnétique. Le premier système est le plus répandu.

Nous avons reconnu que la déviation de la tache sur l'écran donnait une mesure de la tension appliquée. S'il s'agit d'une tension alternative, le spot lumineux décrira un tracé droit, dont la longueur, par rapport au point milieu, sera proportionnelle à la tension maximum.

La fréquence n'intervient pas. Le fonctionnement est pratiquement sans inertie.

Il est intéressant de pouvoir, non seulement mesurer les amplitudes, mais encore d'examiner *la forme* des tensions. On peut, dans ce but, examiner la tache lumineuse à l'aide d'un miroir tournant. Mais on aura beaucoup plus simplement un tracé en déplaçant proportionnellement au temps, le spot dans une direction perpendiculaire à son premier mouvement.

Pour arriver à ce résultat, il suffit de placer, dans le tube, un second dispositif de déviation, perpendiculaire au premier.

Mais il est évident qu'une tension ne peut continuellement croître d'une manière proportionnelle au temps. On utilisera donc une tension dite *en dents de scie*, c'est-à-dire qui croît linéairement depuis zéro jusqu'à une certaine valeur puis retombe brusquement à zéro pour recommencer. Le graphique d'une telle tension est représenté figure 264.

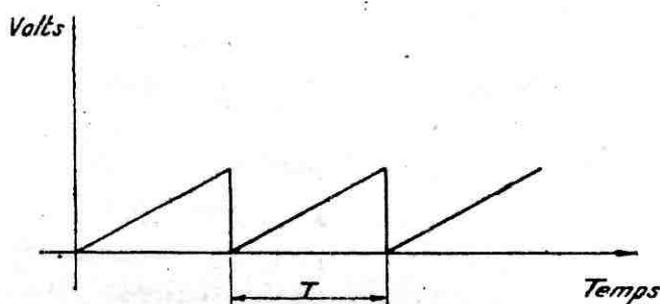


Fig. 264.

Il s'agira, le plus souvent, d'observer un phénomène périodique, c'est-à-dire qui se reproduit identiquement à lui-même à chaque période. On réglera la tension en dent de scie de telle sorte que sa fréquence soit égale ou soit un sous-multiple exact de celle de la tension à observer. A chaque période, le spot lumineux tracera le même graphique sur l'écran. Grâce à la persistance des impressions lumineuses sur la rétine on aura sous les yeux un tracé continu du phénomène à observer. On pourra même le photographier. S'il y a une faible différence de fréquence, on observera un déplacement de l'image dans un sens ou dans l'autre, suivant le sens de la différence.

En réalité, il suffit que la fréquence de la *base de temps* soit simplement voisine de la fréquence à observer. Comme il s'agit d'un phénomène de relaxation, il est facile de *synchroniser* cette oscillation auxiliaire en faisant agir sur le générateur une fraction de la tension à observer.

Le schéma de principe complet d'un oscillographe correspondra à la figure 265. Le chauffage de la cathode est assuré en alternatif brut. Le potentiomètre  $P_1$  fixe la tension négative du cylindre  $W$  et par conséquent l'intensité du faisceau cathodique. Le potentiomètre  $P_2$  agit sur la concentration (mise au point de l'image).

On remarquera qu'à l'inverse de ce qu'on réalise dans un récepteur de radio c'est la *haute tension qui est connectée à la terre*. Les phénomènes d'émissions secondaires dont l'écran est le siège font que celui-ci perd plus d'électrons qu'il n'en reçoit, au début du fonctionnement. Il se charge donc positivement. En fait, quelques dixièmes de seconde après le début du fonctionnement, la tension de l'écran est à quelques volts près, celle de l'anode. La tension se stabilise à cette valeur. Comme

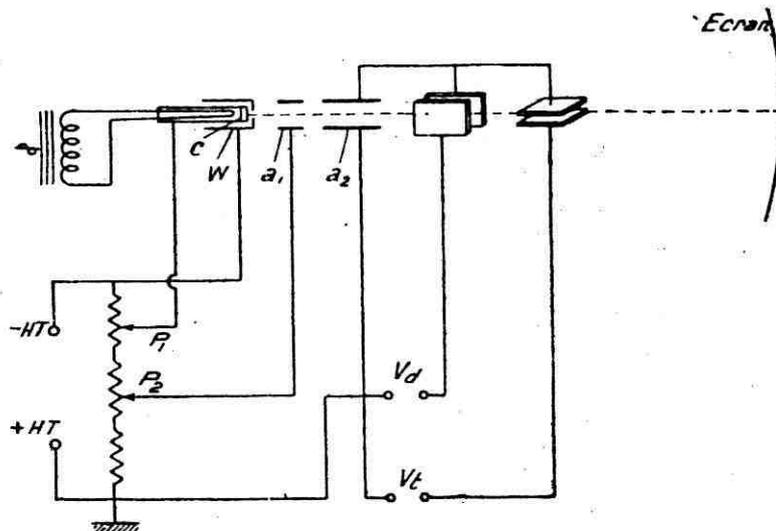


Fig. 265.

l'écran est au voisinage de l'observateur, et que celui-ci est en contact avec le sol, il y a donc intérêt à éviter toute différence de potentiel. On arrive à ce résultat en reliant le + H T au sol.

**352. Sensibilité d'un tube à rayons cathodiques.** — La sensibilité d'un tube à rayons cathodiques est mesurée par la grandeur de la déviation, par volt appliqué entre les plaques de déviation (déviations électrostatiques).

Nous avons établi plus haut que la déviation était donnée par l'expression :

$$d = \frac{1}{4} \frac{V_d}{a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}$$

La sensibilité est donc :

$$\frac{1}{4a} \frac{(l^2 + 2lL)}{V}$$

Nous pouvons en tirer les conclusions suivantes :

a) Un tube sera d'autant plus sensible que ses dimensions longitudinales (L) seront plus grandes.

b) Pour un tube donné, la sensibilité diminue linéairement quand on augmente la tension anodique. Il est juste d'ajouter que, pour certaines dimensions, il y a une valeur de tension au-dessous de laquelle il est impossible de descendre : une bonne concentration serait impossible.

Pratiquement la sensibilité des tubes à rayons cathodiques usuels est comprise entre 0,1 et 0,5 mm/v. Pour obtenir une image de 5 centimètres c'est-à-dire un déplacement de 25 mm, de part et d'autre du point de repos, il faudra donc, pour la sensibilité moyenne de 0,3 mm/v disposer d'une tension de  $25 : 0,3$  ou 83,5 volts. Il s'agit de la valeur maxi-

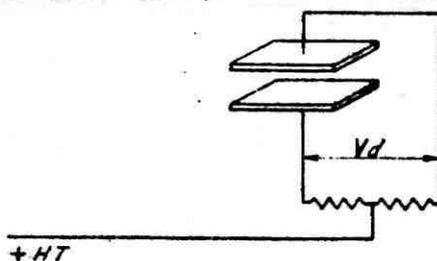


Fig. 266.

mum de la tension. S'il s'agit d'une tension sinusoïdale, la valeur efficace sera  $83,5 : \sqrt{2}$  ou environ 58 volts. On peut en conclure que l'oscillographe cathodique ne se prête qu'à l'observation de tensions relativement grandes.

Si la tension à observer est de trop faible amplitude, il sera nécessaire de l'amplifier préalablement.

**353. Caractéristiques des écrans. Brillance du spot.** — Une faible partie de l'énergie cinétique des électrons est transformée en énergie lumineuse (moins de 10 %), l'autre partie chauffe l'écran et produit les électrons secondaires qui cheminent vers l'anode. On peut leur faciliter la voie en recouvrant l'intérieur du tube d'un dépôt de graphite.

La luminescence de l'écran peut persister un temps plus ou moins long après le passage du spot. Dans le cas d'observation d'un phénomène périodique, la persistance améliore le tracé : il faut d'ailleurs noter qu'il existe aussi une certaine *inertie* de l'écran. Le point frappé par un rayon n'atteint pas immédiatement le maximum de brillance. Mais cet effet est pratiquement négligeable pour les observations usuelles.

On peut remarquer aussi que dans les endroits où le spot parcourt lentement son tracé, la largeur du trait lumineux est plus grande. La luminescence de l'écran se propage de proche en proche.

L'intensité lumineuse dépend de l'énergie cinétique des électrons et, par conséquent, de la tension anodique.

Il est important de ne pas laisser séjourner le faisceau en un endroit fixe de l'écran. La matière pourrait être détruite irrémédiablement.

On peut chercher à augmenter le phénomène de persistance dans le but de photographier des phénomènes transitoires non périodiques et très rapides. Avec certaines matières, la courbe peut demeurer visible plusieurs secondes et être ainsi photographiée avec un temps de pose suffisant.

**354. Couleur des écrans.** — La couleur du tracé lumineux a une grande importance pour certaines applications. Elle dépend de la matière utilisée pour constituer l'écran.

Pour l'observation directe on utilisera un écran à persistance moyenne, donnant une lumière jaune-verdâtre correspondant au maximum de sensibilité de l'œil. Un tel écran serait mal adapté à la prise de vue photographique. On utilisera dans ce cas, un écran donnant une lumière bleue.

Il est curieux d'observer que le phénomène de luminescence se produit avec des sels métalliques légèrement impurs. Ainsi le sulfure de zinc rigoureusement pur n'est pas luminescent. Il faut qu'il soit mélangé à des traces infimes de substances activantes qui peuvent être du manganèse, du cuivre, etc... Une proportion trop grande de ces substances diminue le rendement lumineux et peut même le supprimer.

**355. Distorsion de l'image.** — Nous avons supposé jusqu'ici que la vitesse des électrons était constante entre la sortie de l'anode accélératrice et l'écran. Cette hypothèse est vérifiée à condition que le champ électrique soit nul entre l'anode et l'écran.

C'est pour que les variations du potentiel, le long de la trajectoire, soient aussi réduites que possible qu'une des plaques de déviation est directement connectée à la terre, c'est-à-dire à l'anode.

Mais une tension appliquée à une plaque se traduit nécessairement, dans ce cas, par une variation du potentiel au voisinage des plaques.

Quand la tension sera positive, il y aura accélération des électrons et, au contraire, freinage quand elle sera négative. Or, la sensibilité dépend essentiellement de la vitesse des électrons. Pour une alternance positive la sensibilité sera plus faible que pour une alternance négative : il y aura donc *distorsion du tracé*.

Cette distorsion est loin d'être négligeable. Nous pourrions la calculer facilement, tout au moins d'une manière assez approximative pour fixer son ordre de grandeur.

Soit un tube à rayons cathodiques de sensibilité 0,3 pour une tension anodique de 1.000 volts. Pour obtenir un tracé de 5 centimètres sur l'écran, il faut donc une différence de tension totale de  $\frac{50}{0,30} = 167$  volts environ.

La valeur du champ entre les deux plaques correspond à une variation de tension de 83,5 volts environ dans un sens ou dans l'autre. Elle variera donc entre 1.083,5 volts et 916,5 volts. L'écart est donc de  $\frac{1.083,5}{916,5}$  ce qui correspond à plus de 8 %. Si nous examinons une tension sinusoïdale nous observerons que l'amplitude de l'alternance négative est de 8 %, plus grande que celle de l'alternance positive. Ce ne sera donc plus une sinusoïde. Il est évident que l'importance de cet effet sera d'autant plus grande que la tension anodique sera plus faible.

L'emploi d'un montage symétrique évite cet inconvénient grave. La connection des plaques de déviation est indiquée figure 266. L'importance de cette distorsion est particulièrement grande en télévision.

Un tracé normalement rectangulaire se traduira alors par un quadrilatère oblique (fig. 267). On donne à tort à cette déformation le nom de *dis-*

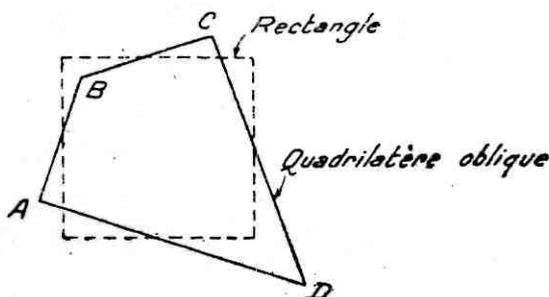


Fig. 267.

*torsion trapézoïdale*. Il est clair que la figure ABCD n'est pas un trapèze.

Pour obtenir une reproduction sans distorsion, il faut donc que les deux paires de plaques de déviation soient attaquées symétriquement (fig. 266).

**356. Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques.** — Pour utiliser un tube dans les meilleures conditions, il faut nécessairement connaître ses caractéristiques. On fournit généralement, en plus des caractéristiques d'encombrement, diamètre de l'écran, etc... :

Intensité et tension de chauffage.

Tension maximum d'anode accélératrice.

Tension maximum d'anode de concentration.

(Il peut y avoir éventuellement une seconde anode de concentration.)

Tension de grille amenant la suppression du rayon électronique.

Sensibilité des plaques de déviation (différente pour chaque paire de plaques puisque  $L$  est différent) pour une tension de plaque donnée.

Capacité entre les plaques de déviation.

Il est intéressant de connaître également l'intensité de courant anodique en fonction de la tension de grille. Cette intensité est toujours très faible. Elle est en général inférieure à 0,5 mA. Cette faible intensité permet de simplifier considérablement le filtrage. On fait appel à des simples résistances.

**357. Perturbations extérieures.** — Le rayon électronique est très sensible aux perturbations extérieures. Il est facile de s'en assurer : il suffit de promener un aimant à une certaine distance pour que la trace lumineuse se déplace d'une manière appréciable.

Un champ alternatif produira une vibration du spot et pourra nuire considérablement au tracé. L'étude des oscillographes doit tenir compte de cette remarque. On devra utiliser exclusivement des transformateurs dont le champ de fuite est très réduit et, par conséquent, *dont le circuit magnétique est très largement calculé pour travailler loin de la saturation*. De plus, on sera souvent amené à blinder les tubes par des écrans en *tôles magnétiques* (et non en aluminium) permettant de dériver les champs perturbateurs.

Des charges électriques peuvent s'accumuler sur le verre de l'ampoule et provoquer des déviations du rayon. On évitera cet effet en recouvrant l'intérieur de l'ampoule d'un dépôt de graphite conducteur, relié à l'anode.

## BASES DE TEMPS. OSCILLATIONS DE RELAXATION

**358. Généralités.** — Le principe généralement utilisé est le suivant : on charge un condensateur à *intensité constante* et, au bout d'un temps égal à la période, on le décharge aussi rapidement que possible pour recommencer la même opération.

S'il s'agissait d'une charge sous tension constante, la différence de potentiel aux bornes du condensateur croîtrait d'une manière exponentielle.

La courbe de charge en fonction du temps sous tension constante a l'allure de la figure 268. Le début pourrait être considéré comme linéaire

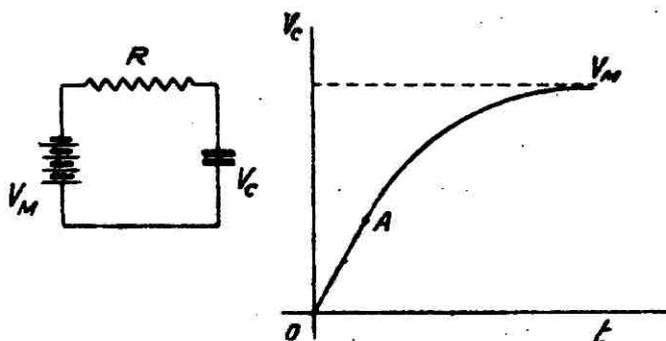


Fig. 268.

jusqu'au point A. Mais utiliser seulement la portion OA c'est perdre les deux tiers de la tension de charge  $V_M$ .

En cas de charge à intensité constante (fig. 269) la variation de tension est linéaire pendant un temps relativement très long.

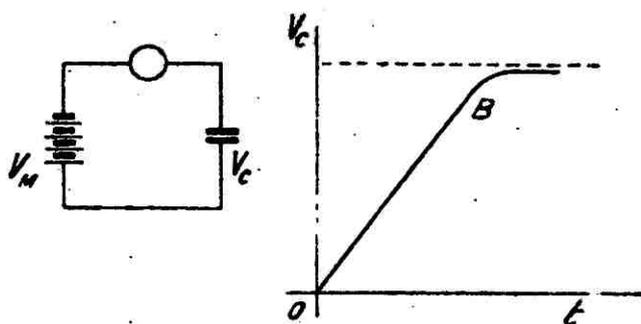


Fig. 269.

**359. Emploi d'un tube lumineux.** — Mais il ne suffit pas de charger le condensateur, il faut encore en provoquer la décharge aussi rapide que possible pour ramener le dispositif aux conditions initiales.

Soit un tube comportant deux électrodes dans une atmosphère de néon (par exemple) à basse pression (fig. 270).

Si nous faisons croître progressivement la tension aux bornes du tube, nous observerons d'abord qu'il ne passe aucun courant puis, pour une certaine tension dite *d'amorçage*, le tube s'illumine brusquement et devient conducteur. Il s'agit là d'un phénomène d'ionisation dont il a déjà été question dans le tome I<sup>1</sup>. Quand le phénomène a été amorcé *il persiste*

<sup>1</sup>. Voir n° 22. page 244, tome I.

**356. Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques.** — Pour utiliser un tube dans les meilleures conditions, il faut nécessairement connaître ses caractéristiques. On fournit généralement, en plus des caractéristiques d'encombrement, diamètre de l'écran, etc... :

Intensité et tension de chauffage.

Tension maximum d'anode accélératrice.

Tension maximum d'anode de concentration.

(Il peut y avoir éventuellement une seconde anode de concentration.)

Tension de grille amenant la suppression du rayon électronique.

Sensibilité des plaques de déviation (différente pour chaque paire de plaques puisque  $L$  est différent) pour une tension de plaque donnée.

Capacité entre les plaques de déviation.

Il est intéressant de connaître également l'intensité de courant anodique en fonction de la tension de grille. Cette intensité est toujours très faible. Elle est en général inférieure à 0,5 mA. Cette faible intensité permet de simplifier considérablement le filtrage. On fait appel à des simples résistances.

**357. Perturbations extérieures.** — Le rayon électronique est très sensible aux perturbations extérieures. Il est facile de s'en assurer : il suffit de promener un aimant à une certaine distance pour que la trace lumineuse se déplace d'une manière appréciable.

Un champ alternatif produira une vibration du spot et pourra nuire considérablement au tracé. L'étude des oscillographes doit tenir compte de cette remarque. On devra utiliser exclusivement des transformateurs dont le champ de fuite est très réduit et, par conséquent, *dont le circuit magnétique est très largement calculé pour travailler loin de la saturation*. De plus, on sera souvent amené à blinder les tubes par des écrans en *tôles magnétiques* (et non en aluminium) permettant de dériver les champs perturbateurs.

Des charges électriques peuvent s'accumuler sur le verre de l'ampoule et provoquer des déviations du rayon. On évitera cet effet en recouvrant l'intérieur de l'ampoule d'un dépôt de graphite conducteur, relié à l'anode.

## BASES DE TEMPS. OSCILLATIONS DE RELAXATION

**ités.** — Le principe généralement utilisé est le suivant :  
 ...teur à *intensité constante* et, au bout d'un temps  
 ...erge aussi rapidement que possible pour

même pour une tension inférieure à la tension d'amorçage. Il faut baisser la tension jusqu'à la tension d'extinction pour faire cesser l'illumination. Il y a une différence d'une trentaine de volts entre les deux tensions, lorsque le gaz utilisé est le néon.

Nous avons ainsi un moyen simple de provoquer la charge et la décharge périodiques d'un condensateur.

Soit le montage figure 271. La tension de la batterie B est supérieure

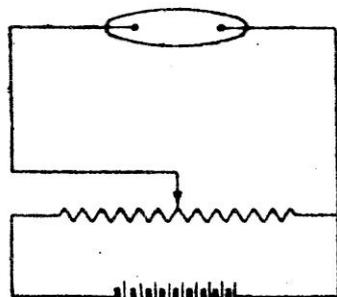


Fig. 270.

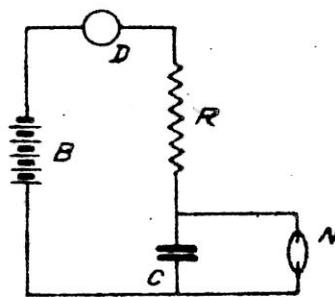


Fig. 271.

à la tension d'amorçage. Le condensateur C en se chargeant provoque une chute de tension dans B et dans le dispositif à intensité constante D; au bout d'un certain temps, qui dépend de la grandeur de R et de C la tension aux bornes de N atteint la tension d'amorçage. Il y a brusque illumination du tube, dont la résistance devient négligeable, et le condensateur C se décharge d'une manière très rapide. Le phénomène cesse quand la tension aux bornes de N est égale à la tension d'extinction. On obtient donc ainsi une tension en dents de scie dont l'amplitude est égale à la différence entre la tension d'amorçage et la tension d'extinction (fig. 272). Cette amplitude est malheureusement insuffisante pour les

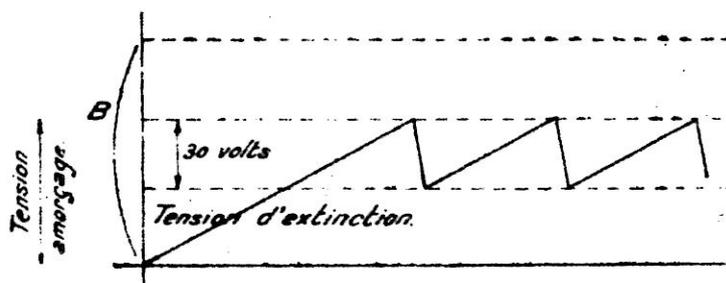


Fig. 272.

besoins de la pratique — sauf pour de petits tubes. En effet, une tension de 30 volts correspond, au maximum, à un déplacement du spot de l'ordre de  $30 \times 0,5 = 15$  millimètres. Or le diamètre des tubes usuels est supérieur à 100 millimètres.

**360. Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyatron.** — Un tube relais ou thyatron est un tube triode dans lequel on a introduit un gaz sous faible pression. Ce gaz peut-être de l'argon, du néon, de la vapeur de mercure, etc... Le tube acquiert ainsi des propriétés spéciales.

Dans le tube relais, l'ionisation peut être provoquée par le flux électronique de la cathode. Mais comme celui-ci est commandé, à son tour par la tension de grille, *c'est donc cette dernière qui est l'électrode de contrôle.*

Portons la grille d'un tube relais à une tension négative de 5 volts et appliquons une tension progressivement croissante sur la plaque. Aucun courant ne se manifestera d'abord, la résistance interne du tube est pratiquement infinie. Puis, brusquement, pour une tension de 125 volts par exemple, l'atmosphère interne du tube s'illumine et sa résistance devient extrêmement faible. Quand le phénomène est amorcé, la grille perd son action de contrôle. Pour le faire cesser, il faut que la tension anodique soit diminuée jusqu'à une certaine valeur qui est la tension d'extinction. Après quoi, on peut recommencer l'expérience.

Si, avec le même tube, nous appliquons une tension négative de 10 volts sur la grille, nous observerons que l'amorçage ne se produit que pour une tension anodique de 250 volts. Pour une tension grille de 8 volts la tension d'amorçage est de 200 volts. On remarque de suite qu'il y a un *rapport constant* entre les deux tensions. C'est le *rapport de commande*, qui correspondrait d'ailleurs sensiblement au coefficient d'amplification pour les mêmes électrodes, utilisées dans un tube à vide.

Un tube relais est donc un tube à décharge dans lequel nous pouvons faire varier à volonté la tension d'amorçage. Nous sommes ainsi libres d'obtenir les amplitudes d'oscillations que nous désirons en agissant simplement sur la tension de grille. Il va sans dire que la tension entre grille et plaque doit être inférieure à une certaine valeur, qui correspondrait à l'amorçage direct dans l'atmosphère du tube.

**361. Interprétation électronique.** — Ce qui détermine l'illumination, c'est la brusque ionisation de l'atmosphère interne. Dans un tube à deux électrodes, ce phénomène dépend de la pression, de la forme des électrodes, de leur distance, de la nature du gaz, etc...

Dans un tube relais, comme dans un tube triode à vide, une tension négative de grille suffisante bloque complètement l'émission électronique<sup>1</sup> : aucun électron ne peut quitter la cathode. Le courant anodique

1. Ou plus exactement : les électrons n'acquièrent une vitesse suffisante pour provoquer l'ionisation que pour un rapport donné entre les deux tensions.

ne commence à se produire que pour un rapport constant *entre tension de plaque et tension négative de grille*.

Dès que des électrons peuvent circuler entre cathode et plaque, ils heurtent les molécules du gaz et, si leur vitesse est suffisante, provoquent l'ionisation. Ce phénomène gagne immédiatement de proche en proche avec une très grande vitesse. En effet : l'ionisation d'une molécule suppose la libération d'un ou deux électrons qui, à leur tour, attirés par l'anode, heurtent d'autres molécules, etc...

**362. Autres applications des Thyratrons.** — Nous ouvrons ici une rapide parenthèse sur les applications des thyratrons.

Les thyratrons peuvent être utilisés comme redresseurs à grille commandée. La chute de tension interne est très faible (de 10 à 20 volts) si bien qu'avec une perte d'énergie assez réduite, le thyatron peut être traversé par des intensités de courant considérables. En agissant sur la grille, on règle la tension d'amorçage. On peut donc ainsi ne laisser passer le courant que pendant une fraction d'une alternance. De cette manière on règle l'intensité fournie *sans perte par effet Joule*. On utilise dans ce but une fraction de la tension de plaque convenablement déphasée. En faisant varier ce déphasage, on agit à volonté sur la puissance transmise. On peut ainsi faire fonctionner sur alternatif redressé des moteurs à courant continu, avec tous les avantages qui caractérisent ces derniers; très fort couple de démarrage et possibilité de faire varier la vitesse dans des limites très larges.

On peut aussi utiliser les thyratrons pour convertir *statiquement* du courant continu en courant alternatif. Deux thyratrons montés symétriquement produisent des oscillations de relaxation dont on élimine, par la suite, les harmoniques indésirables.

On construit des thyratrons de plusieurs centaines de kilowatts.

**363. Dispositif à intensité constante. Diode.** — Nous avons indiqué plus haut que, pour obtenir une variation linéaire de tension, en fonction du temps, il était nécessaire de charger le condensateur à intensité constante. On peut pour obtenir ce résultat, avoir recours à plusieurs dispositifs.

Un des plus simples est l'emploi d'un tube diode saturé. On sait que, pour une température donnée de la cathode (§ 128) il existe une *intensité de saturation* qu'on ne peut dépasser quelle que soit la tension appliquée sur l'anode. Un système à charge constante pourra donc être constitué comme sur la figure 273.

La batterie B charge le condensateur C à travers le tube diode D, qui fonctionne à saturation. A ce propos il est important d'utiliser *un tube à filament de tungstène pur*. En effet, un tube utilisant une cathode à oxydes n'a point d'intensité de saturation bien définie.

T est le tube relais dont on fait varier la tension d'amorçage à l'aide du potentiomètre A. En agissant sur F on modifie l'intensité de saturation du diode, c'est-à-dire la rapidité de charge du condensateur,

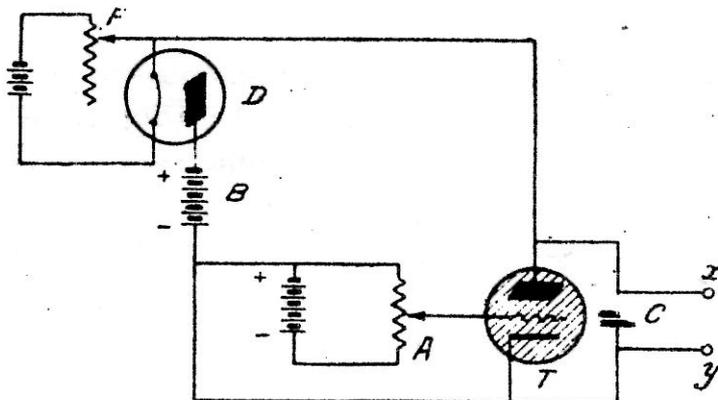


Fig. 273.

c'est-à-dire *la fréquence*. On obtient ainsi une *variation continue de fréquence* entre deux limites.

Pour franchir ces limites on modifie la grandeur de C. La fréquence produite est égale à la constante de temps du système.

**364. 2<sup>e</sup> Emploi d'un tube penthode.** — Un tube diode à chauffage direct exigerait une alimentation par batterie. L'emploi d'un tube diode avec cathode à chauffage indirect (oxydes) est impossible pour des rai-

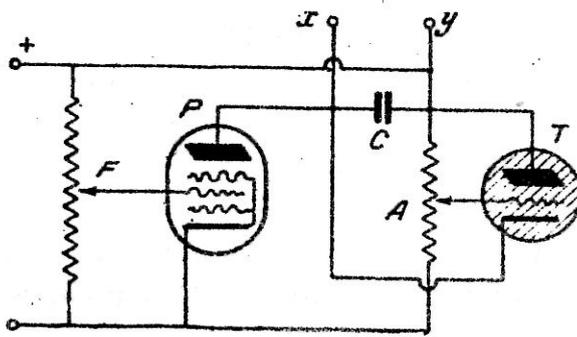


Fig. 274.

sons déjà exposées. En conséquence, on préfère utiliser un tube penthode. On peut remarquer que la caractéristique  $I_p/V_p$  est pratiquement horizontale pour des penthodes à grande résistance interne. De plus, on peut commodément agir sur l'intensité de charge en modifiant la tension

de la grille écran. On arrive ainsi au dispositif classique de la figure 274. Une seule source de tension alimente le dispositif tout entier.

La grille de commande du tube penthode est reliée à la cathode. La tension écran, commandant la fréquence des oscillations, est réglée par un potentiomètre. On pourrait aussi agir sur la tension de la grille de commande.

La tension grille du tube relais est réglée par un potentiomètre A qui fait varier l'amplitude. Ce réglage réagit légèrement sur celui de la fréquence. C'est normal puisque réduire l'amplitude, c'est réduire la tension d'amorçage. Le condensateur atteint donc plus rapidement cette tension. La fréquence est donc augmentée.

**365. Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation.** — Nous avons déjà indiqué dans le tome I que les oscillations de relaxation avaient la propriété de pouvoir être facilement *synchronisées* avec un phénomène périodique. Il faut entendre par là qu'on peut leur imposer une fréquence, pourvu que celle-ci soit peu différente de la fréquence correspondant aux caractéristiques du circuit.

La synchronisation d'un générateur à tube-relais est extrêmement facile : il suffit de dériver une très faible tension périodique de synchronisation sur la grille du tube. Le phénomène se comprend sans difficulté. Imaginons que la fréquence du générateur de relaxation soit un peu plus faible que celle de la fréquence à observer.

Supposons, qu'à un moment donné, les deux tensions soient en phase. A l'alternance suivante il y aura un léger retard de la fréquence de relaxation. La valeur maximum de la tension de synchronisation se produira un peu avant l'amorçage et viendra, par conséquent, produire celui-ci *avant* le moment où il se produirait normalement. Il y aura donc augmentation de la fréquence de relaxation et, par conséquent, synchronisation. Le phénomène serait identique si la fréquence de relaxation tendait à retarder.

En donnant des valeurs convenables à C et à la résistance interne du tube P on peut obtenir des oscillations depuis les limites les plus basses jusqu'à plusieurs milliers de périodes par seconde. Mais deux phénomènes viennent limiter la fréquence supérieure.

Tout d'abord la résorption des ions n'est pas un phénomène instantané. On peut définir la *durée de désionisation* qui dépend principalement de la nature du gaz, de la forme et de la nature des électrodes. Elle est de l'ordre de 1/10.000 à 1/50.000 de seconde au minimum. Ensuite, l'ionisation de l'atmosphère n'est pas instantanée. Dans ces conditions, on conçoit que le phénomène vienne limiter la fréquence fournie. Néan-

moins, avec certains tubes, on peut encore obtenir des résultats satisfaisants pour des fréquences de l'ordre de 30 à 40.000 périodes par seconde, mais pour les fréquences les plus élevées, la forme de la courbe tend à s'écarter de l'allure la plus favorable.

Pour obtenir des fréquences de relaxation encore plus élevées on peut avoir recours à des montages spéciaux utilisant des tubes à vide.

**366. Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide.** — Nous indiquons figure 275 le schéma de principe d'une base de temps

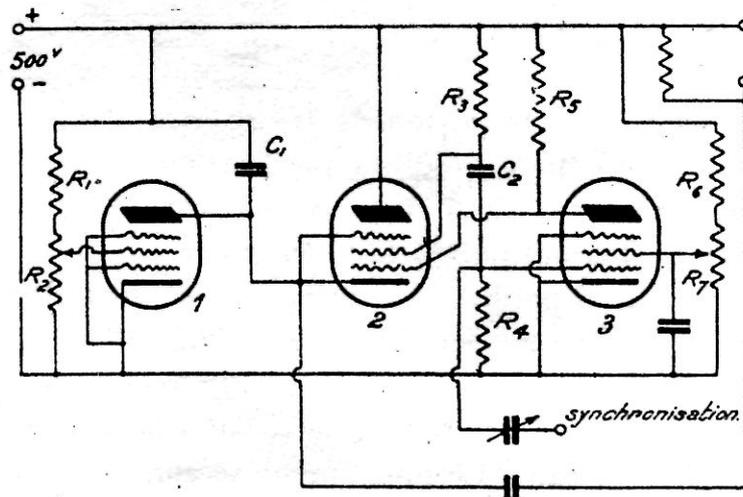


Fig. 275.

par tubes à vide permettant d'obtenir des fréquences dépassant 100.000 périodes par seconde. Le fonctionnement est le suivant :

Le condensateur  $C_1$ , se charge à intensité constante à travers la penthode 1.

Pendant la charge, le tube 3 débite un certain courant qui se traduit par une chute de tension dans  $R_5$ . Il en résulte l'application d'une tension négative sur la grille du tube 2. Si, par exemple  $R_5 = 100.000$  et que le courant anodique de 3 soit de 3,5 mA, il y a une différence de tension de 350 volts entre anode et grille du tube 2.

Pendant la charge, la tension entre les armatures de  $C_1$  augmente progressivement. Quand elle était de 200 volts, il y avait une tension négative de 350-200 ou 150 volts entre cathode et grille du tube 2. Celui-ci était par conséquent bloqué.

Cependant, un moment arrivera où la polarisation de ce tube sera insuffisante pour bloquer le courant anodique. Il y aura simultanément : courant de grille écran et courant anode.

Le premier provoquera une chute de tension dans  $R_5$ , et par conséquent

la décharge de  $C_2$  et le passage d'un courant dans  $R_4$ . La grille du tube 3 devient alors négative et le courant anodique diminue, ainsi que la chute de tension dans  $R_5$ . En conséquence, la grille du tube 2 devient moins négative, ce qui vient précisément accélérer le phénomène déjà amorcé. L'augmentation du courant anodique du tube 2 sera extrêmement rapide et provoquera la décharge pratiquement instantanée de  $C_1$ .

Mais, lorsque  $C_2$  sera déchargé, le courant dans  $R_4$  cessera et la grille de 3 deviendra moins négative. Le courant anodique augmentera et viendra, de nouveau, polariser le tube. On retrouvera ainsi très rapidement les conditions initiales. Il est facile de voir que la grandeur de  $C_2$  doit être fonction de celle de  $C_1$ .

Avec un montage de ce genre, on peut obtenir des tensions en dents de scie, de l'ordre de 100.000 périodes/seconde, avec une excellente forme de courbe.

Les tensions de synchronisation sont introduites par la borne marquée « synchronisation »; elles agissent sur la grille du tube 3.

**367. Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique.** — On a réalisé des tubes cathodiques en miniature qui peuvent servir à un certain nombre d'applications et, en particulier, à contrôle visuel d'accord des circuits.

Ces tubes sont constitués comme indiqué sur la figure 276. Une cathode

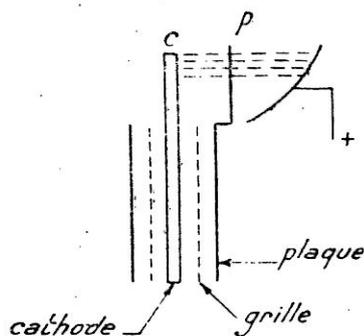


Fig. 276.

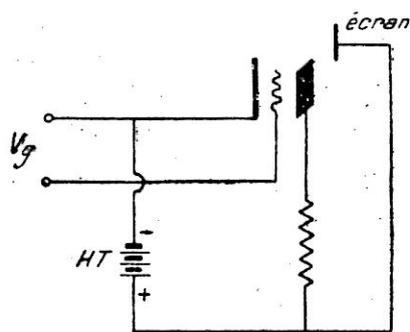


Fig. 277.

à chauffage indirect produit les électrons nécessaires au fonctionnement. La partie inférieure de cette cathode comporte une grille et une plaque. Cette dernière présente un ou plusieurs prolongements qui sont, en fait, des électrodes de déviation du faisceau cathodique.

La partie supérieure de la cathode entre dans une cupule métallique recouverte d'une couche luminescente qui constitue l'écran relié au pôle positif de la tension anodique.

Le montage est indiqué figure 277.

Lorsque la grille est à la même tension que la cathode, il y a un fort courant de plaque. Il y a donc une chute de tension importante dans la résistance de 2 mégohms. En conséquence, la plaque est fortement négative par rapport à l'écran. Il en résultera que les électrons seront fortement déviés (fig. 278 a) et qu'il y aura une large zone *ab* dans laquelle ils ne pourront atteindre l'écran. Il y aura donc un secteur sombre sur l'écran.

Mais si nous appliquons une tension négative sur la grille, l'intensité anodique diminue et, en conséquence, la chute de tension dans la résistance  $2\ \Omega$ . La répulsion électronique diminue. La zone d'ombre se rétrécit (*a' b'* fig. 278b). Enfin, pour une tension négative de grille encore plus

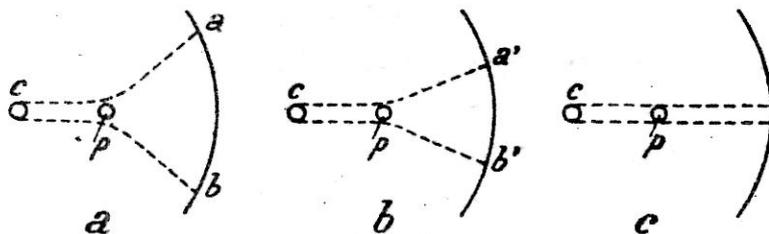


Fig. 278.

grande; il y a suppression du courant anodique et *p* est à la même tension que l'écran. Il n'y a plus répulsion et l'écran tout entier est lumineux.

On peut construire le système de telle sorte qu'il y ait un seul secteur lumineux (œil magique) ou une série (trèfle cathodique).

On peut aussi prévoir deux anodes différentes de manière à avoir deux systèmes de déviation de sensibilité différente, l'un utilisable pour les émissions puissantes, l'autre pour les émissions faibles.

Enfin, le système de déviation peut-être relié non pas à la plaque, mais à la grille écran, celle-ci étant simplement montée avec une résistance série (tubes à caractéristiques basculantes). De la sorte, le tube sert à la fois d'amplificateur et d'indicateur visuel d'accord.

## APPENDICE

### I. Rayons positifs. Spectrographe de masse. Isotopes.

Nous avons indiqué, dans le paragraphe, qu'il était facile de mettre en évidence le bombardement cathodique par les ions positifs, dans un tube à gaz raréfié. Il suffit de percer des trous dans la cathode et de prévoir, dans le tube, un espace suffisant à l'arrière de celle-ci.

On voit alors les rayons positifs sous forme d'une faible luminescence. Les rayons dits « positifs » peuvent, eux aussi, être déviés par un champ électrique et par un champ magnétique, mais ces déviations ont lieu en sens inverse des déviations électroniques. Nous avons indiqué comment des mesures simples permettent de déterminer :

a) le rapport  $\frac{e}{m}$  de la masse du corpuscule à la charge.

b) La vitesse.

c) D'autres mesures permettent de trouver la charge qui est de *signe contraire* et égale à celle de l'électron. On trouve aussi parfois qu'elle est égale à un multiple de  $e$ . Cela ne doit pas nous étonner. Il s'agit alors d'un atome qui a perdu non pas un seul, mais plusieurs électrons.

De ces mesures diverses on peut évidemment déduire la masse atomique  $M$  de l'élément qui existe dans l'atmosphère du tube. Les chiffres ainsi trouvés correspondent rigoureusement à ceux que permettent de déterminer les méthodes physico-chimiques habituelles.

Bien mieux, les méthodes chimiques conduisaient à la mesure de certains chiffres qui n'étaient pas en accord exact avec la théorie atomique. Ainsi, la masse atomique du Chlore, déterminée par les méthodes habituelles est de 35,45 environ — alors que la théorie admise exigeait qu'elle soit un nombre entier. L'examen des rayons positifs a permis de constater que ce qu'on considérait comme le chlore était en réalité *un mélange* de deux corps ayant des propriétés physiques identiques et dont les masses atomiques étaient, en réalité, 35 et 37. Cette remarque permet également d'expliquer pourquoi les chiffres trouvés par des expérimentateurs différents ne s'accordaient pas exactement. La proportion du mélange des deux *isotopes* peut varier suivant l'origine de l'échantillon.

La méthode du spectrographe de masse a permis de séparer nettement tous les isotopes qui sont très nombreux pour certains corps. On a pu, ainsi, en séparer 8 pour l'étain.

Un autre avantage de cette méthode est de permettre des mesures précises, même quand on ne dispose que de quelques atomes.

## II. Ondes associées aux électrons.

Il serait un peu simpliste de se représenter un rayon cathodique comme un simple défilé d'électrons, analogue au groupe de plombs que tire un fusil de chasse, par exemple.

La théorie de la mécanique ondulatoire prévoit que chaque corpuscule est accompagné par une *onde associée*. Nous retrouvons là la symétrie absolue avec ce que nous avons exposé à propos du rayonnement (voir §§ 7 et 8).

## III. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques.

### Théorie d'Einstein.

La relation qui permet de connaître la vitesse des électrons dans un tube à rayons cathodiques a été établie au paragraphe. Nous avons trouvé :

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} V}$$

avec  $\frac{e}{m} = 1,77 \cdot 10^7$  unités électromagnétiques (rapport de la masse à la charge de l'électron).

$V$  = tension d'accélération.

D'après cette formule, il semble qu'il soit possible de communiquer aux électrons une vitesse aussi grande qu'on le désire. Les tensions de quelques millions de volts qu'on peut obtenir aujourd'hui, correspondraient ainsi à *des vitesses supérieures à celle de la lumière*. Il y aurait ainsi contradiction avec la théorie de la relativité (Einstein) qui prévoit qu'il est impossible de communiquer à des corpuscules, ou même à des rayonnements, une vitesse supérieure à celle de la lumière.

En réalité, il n'en est rien. La même théorie prévoit que la masse d'un corps est

fonction de sa vitesse. Si  $m_0$  est la masse au repos, la masse  $m_v$  correspondant à une vitesse  $v$  est donnée par l'expression :

$$m_v = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$$

$c$  étant la vitesse de la lumière.

On voit d'après cela que  $m_0$  tend vers l'infini quand la vitesse tend vers celle de la lumière. Il est facile de vérifier que la masse en mouvement ne diffère *pratiquement* de la masse au repos que pour des vitesses déjà considérables (plusieurs dizaines de milliers de km-seconde). On s'explique ainsi que cette augmentation de masse ait pu si longtemps passer inaperçue. La correction à introduire pour les vitesses usuelles est absolument négligeable. Mais il n'en est plus de même dans un tube à rayons cathodiques. On a pu vérifier que la masse apparente des électrons suit la loi indiquée plus haut, si bien que précisément, au lieu de les mettre en échec, les expériences faites sur les rayons cathodiques sont venues vérifier avec précision les théories modernes.

Voici, d'ailleurs, d'après Stinchfield, les vitesses des électrons pour quelques chutes de tensions :

Volts	km/s.	Volts	km/s.	Volts	km/s.	Volts	km/s.
1	595	50	4.210	1.000	18.800	100.000	164.000
5	1.330	100	5.950	10.000	58.600	1.000.000	284.000
10	1.880	500	13.300				

L'erreur donnée par la formule est inférieure à 0,5 % au-dessous de 300 volts.

#### IV. Microscope électronique.

Une application un peu inattendue des rayons cathodiques a été faite sous le nom de *microscope électronique*. On sait qu'il est impossible d'augmenter le grossissement au delà de certaines limites. Mais cette limitation n'existe pas si on remplace les rayons lumineux par des rayons cathodiques. La source de lumière est remplacée par une cathode. Les diverses lentilles sont remplacées par des bobines produisant des champs magnétiques convenables. Il y a ainsi une bobine *condensateur*, une bobine *objectif*, une bobine *oculaire* qui projette l'image virtuelle formée sur un écran lumineux ou directement sur une plaque photographique.

Une grosse difficulté, c'est que l'objet à examiner doit présenter des différences d'opacité aux rayons cathodiques. D'autre part, il est soumis à un bombardement électronique qui le détruit rapidement. Cette technique n'a point dit son dernier mot, on envisage dès aujourd'hui, la possibilité de pouvoir construire des instruments donnant des grossissements linéaires de 40 à 50.000.

#### V. Concentration dans le tube à rayons cathodiques.

Les trajectoires électroniques d'un faisceau, primitivement parallèles, sont soumises à deux actions opposées : 1° elles tendent à s'écarter parce qu'elles constituent des charges électriques de même signe (loi de Coulomb); 2° elles tendent à se rapprocher en vertu d'une action électromagnétique. En effet, deux courants parallèles de même sens s'attirent. La première action est indépendante de la vitesse des électrons. La seconde dépend de l'intensité de courant et, en conséquence, de la vitesse.

On peut montrer que les deux actions s'équilibreraient exactement s'il était possible de communiquer aux électrons une vitesse égale à celle de la lumière. Ce résultat est, naturellement, impossible à obtenir (théorie de la relativité). Toutefois, la répulsion résultante tend à devenir d'autant plus faible que la vitesse électronique est plus grande, c'est-à-dire qu'une tension plus élevée est appliquée sur l'anode. Cela explique pourquoi la concentration est meilleure quand on augmente la tension anodique.

## CHAPITRE XIX

### LA TÉLÉVISION

**368. Généralités.** — Entre la transmission d'une image et celle d'un son, il existe une différence fondamentale très importante. Alors qu'un son est un phénomène étendu *dans le temps*, une image est un phénomène étendu *dans l'espace*. Tous les points d'une image se *forment simultanément* sur notre rétine.

Si nous considérons qu'une image est faite d'un certain nombre de points, il semble donc que la télévision ne puisse exister qu'à condition de transmettre simultanément *tous les points* de l'image.

Toutefois, un phénomène physiologique permet d'apporter une correction à cet examen trop absolu. Lorsque notre rétine a été impressionnée par une image, elle conserve la sensation pendant un temps appréciable : c'est le phénomène de la *persistance des impressions rétinienne*s. C'est grâce à lui que le cinématographe et la télévision sont possibles.

Dans le cinématographe, on projette sur l'écran des images successives. La mémoire physiologique de la rétine relie ces images entre elles et en fait un déroulement ininterrompu. Mais la projection de tous les points d'une image est encore simultanée.

En télévision, ce système ne pourrait être envisagé que si chaque point de l'image était transmis par un émetteur séparé. Or, on a reconnu que pour obtenir une bonne image, il fallait la diviser en plusieurs dizaines de milliers de points. Le système est donc impraticable.

On profitera encore de la mémoire rétinienne. Une image sera formée par une série de points *transmis successivement*. On peut déjà se douter que cette exploration de l'image devra se faire avec une rapidité extraordinaire.

En effet, pour que l'œil ait la sensation d'un mouvement continu il est nécessaire de transmettre au moins 25 images par seconde. Cela donne donc un maximum de  $1/25$  de seconde pour la transmission d'une image, comportant des dizaines de milliers de points. Encore cette durée

est-elle plus réduite parce qu'il est nécessaire de transmettre aussi des signaux dits de *synchronisation*.

**369. Analyse et définition de l'image.** — Puisqu'il s'agit de transmettre *successivement* tous les points de l'image, il faut adopter une méthode de division. Tous les systèmes semblent avoir adopté aujourd'hui la division en lignes légèrement obliques sur l'horizontale. On commence, par exemple, l'exploration de A en B (fig. 279) puis, on reprend de C en D, de E en F, etc...

Quand l'image est entièrement explorée (YZ) on recommence au point A de l'image suivante.

Dans certains systèmes dits « interlignés » ou à « lignes entrelacées », l'image suivante n'est pas explorée de la même manière. On fait en sorte que les lignes d'exploration viennent s'intercaler entre les premières.

Il est facile de comprendre qu'une image sera d'autant meilleure et comportera d'autant plus de détails que l'exploration comportera plus de lignes. On dira alors que la *définition* du système est plus grande. Chaque ligne est un renseignement qu'on fournit pour reconstituer l'image; plus le nombre en sera grand et plus l'image sera bonne. Mais chaque renseignement complique aussi les difficultés de la transmission.

Dans les premiers essais de télévision, l'image a été découpée en 30 lignes. La reproduction était alors tout à fait insuffisante. On passa successivement à 60, 120, 180, 360 lignes.

A l'heure actuelle, les transmissions anglaises utilisent une définition de 405 lignes entrelacées, les émissions allemandes ont adopté 441 lignes, certaines émissions françaises 455 lignes, d'autres 441, d'autres 375, etc... Ces divergences entre les standards montrent bien que l'heure des recherches expérimentales n'est pas close mais aussi que l'emploi d'une haute définition s'est imposé.

**370. Nombre de points et fréquence.** — Les renseignements qu'il s'agit de transmettre pour reconstituer un point de l'image sont de deux sortes :

- a) il faut *situer* le point sur l'écran;
- b) il faut définir son *intensité* lumineuse. Nous avons déjà indiqué qu'au renseignement « spatial » on avait substitué un renseignement *dans le temps*. Pratiquement, nous saurons que le point P (fig. 279) est transmis un certain temps, très court, d'ailleurs, après le commencement de transmission de l'image.

Un signal spécial dit de *synchronisation* nous avertira du commencement

de l'image. Nous saurons donc à quel moment sera transmis le point P. L'intensité du courant, à ce moment-là, nous permettra de fixer son intensité lumineuse.

En réalité, cette mesure du temps se fait automatiquement. Il suffit que le balayage de l'image à l'émission commande automatiquement et, en synchronisme, le balayage de l'écran à la réception.

Le premier renseignement sur chaque point étant déterminé il reste

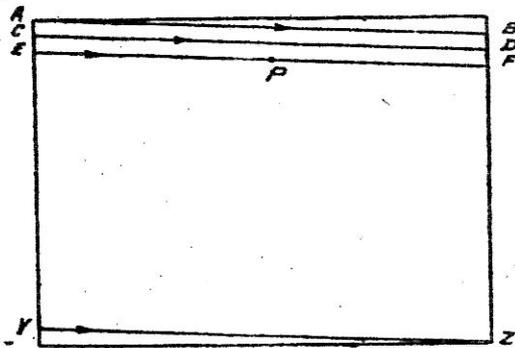


Fig. 279.

à fixer le second. Il est simple de définir son intensité lumineuse par l'amplitude de la tension reçue à ce moment-là. La variation de brillance se traduira donc, en définitive, par la modulation de l'émission, en amplitude.

Il est relativement facile de déterminer la largeur de bande produite par la modulation de courants téléphoniques. Un artifice simple va nous permettre de calculer cette largeur dans le cas de la télévision.

Considérons tous les points d'une image. Leur éclat ou leur brillance oscille entre deux extrêmes dont l'un est le noir, ou l'absence complète de lumière, et l'autre le blanc pur. La variation entre deux points consécutifs peut être faible ou grande. Le cas extrême sera évidemment celui qui correspondra au passage sans transition du noir au blanc.

Le nombre de points dans le sens vertical est déterminé par le nombre de lignes. Il est logique de considérer que la définition horizontale est la même. Cela nous permet de calculer facilement le nombre de points d'une image.

Soit  $N_l$  le nombre de lignes. Si  $l$  est la largeur de l'image et  $L$  la longueur, on a évidemment :

$$p = \frac{N_l \times N_l \times L}{l} \quad \text{ou} \quad \frac{N_l^2 L}{l}$$

Le cas extrême, le maximum de difficultés de transmission, qui demandera le maximum de « renseignements » sera évidemment celui où tous

les points successifs seront aussi différents que possible les uns des autres. L'image serait, dans ce cas, un damier à carreaux noirs et blancs, comportant autant de cases qu'il y a de points à transmettre.

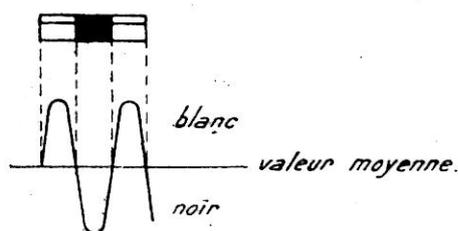


Fig. 280.

Par convention, au-dessous d'une certaine amplitude nous obtiendrons du *noir* et au-dessus de cette valeur moyenne, du *blanc*. Il résulte de cette observation qu'une seule période de modulation suffira pour transmettre deux carrés successifs (fig. 280).

Dans ce cas extrême, le nombre de périodes pour transmettre une image sera donc :

$$\frac{N_i^2 L}{2l}$$

Et s'il y a  $N_i$  images par seconde, nous aurons en une seconde :

$$\frac{N_i \times N_i^2 \times L}{2l} \text{ périodes/seconde.}$$

Avec les définitions actuelles on arrive à des bandes de fréquences d'une largeur considérable.

Si nous appliquons la formule précédente au cas d'une transmission définie à 450 lignes, avec 25 images à la seconde et un rapport de 4/5 des deux dimensions nous trouvons une largeur d'environ 3.500.000 c/s ou si, l'on préfère, 3.500 kilocycles. Si l'onde porteuse choisie était de 75 mètres ou 4.000 kc/s, la bande latérale inférieure couvrira de 4.000 à 500 kc/s c'est-à-dire qu'elle couvrirait *toute la gamme des ondes moyennes*. Cela montre bien l'impossibilité d'utiliser les gammes normales. Il est juste d'ajouter que nous avons choisi un cas extrême et qu'une telle image ne se présente jamais dans la réalité. Des essais systématiques ont montré qu'on pouvait réduire d'environ 25 % le chiffre trouvé par la formule précédente. La bande de fréquences n'en est pas moins considérable.

**371. Méthodes mécaniques d'exploration. Disque de Nipkow.**  
— La plus ancienne méthode est celle du *disque de Nipkow* qui est un

disque opaque percé de trous disposés suivant une spirale (fig. 281). Chaque trou décrit donc un arc de cercle sur l'image et la lumière est transmise à une cellule photo-électrique intercalée entre l'image et le disque. Lorsqu'un trou a terminé sa trajectoire, celle du trou suivant commence la ligne suivante. Le nombre de trous détermine donc le

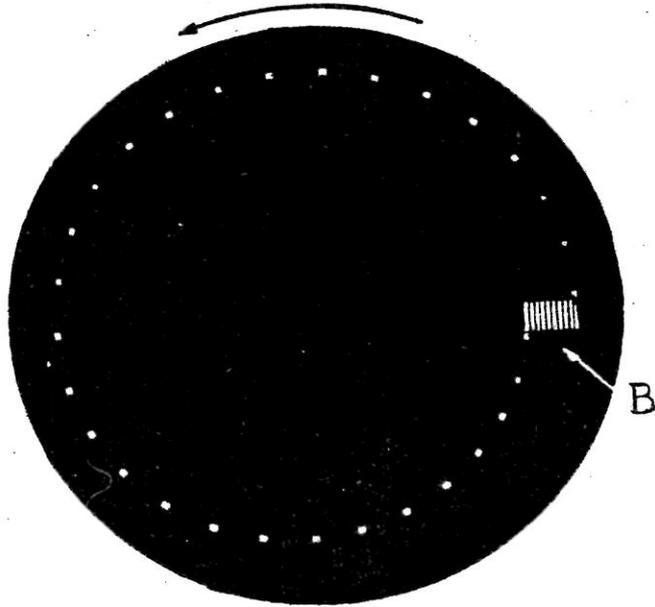


Fig. 281.

nombre de lignes et le nombre de tours du disque, le nombre d'images par seconde.

On augmente le rendement lumineux en remplaçant les trous par des lentilles convergentes.

Il est facile de voir qu'on arrive rapidement à des dimensions prohibitives quand il s'agit d'une très grande définition. D'autre part, la luminosité est toujours faible. Le sujet doit être violemment éclairé. Cela permet de comprendre que si le système est encore applicable pour transmettre l'image d'un film, il est presque impraticable quand il s'agit de transmettre directement une scène.

Une méthode dérivée est celle du *Flying spot* qui en est, en quelque sorte, la réciproque. Au lieu d'éclairer violemment tous les points du sujet, on éclaire un seul point à la fois. C'est la lumière de la source qui passe à travers le disque et qui se déplace sur le sujet, en explorant. La ou les cellules reçoivent la lumière diffusée par le point transmis. Le résultat est identique, mais le sujet n'est pas incommodé par la violence de l'éclairage.

Au lieu d'un disque, on peut employer des miroirs tournants ou vibrants,

ou des lentilles disposées convenablement sur un tambour (Telefunken). Certaines de ces méthodes sont encore employées pour la transmission de télécinéma. Toutefois elles sont de plus en plus remplacées par les méthodes d'exploration purement électriques quand il s'agit de scènes directement transmises.

**372. Emploi de l'iconoscope.** — *L'Iconoscope*, véritable rétine électrique a été mis au point dans les laboratoires américains par *Zworykin*. La partie active de l'appareil est constituée par une mosaïque de cellules photoélectriques, combinées avec un tube à rayons cathodiques.

La rétine de l'iconoscope est une plaque mince de mica argentée sur une face seulement ; sur l'autre face, il y a une mosaïque de petites sphères d'argent déposées par voie chimique. Ces boules sont recouvertes de caesium pour les sensibiliser photo-électriquement. Chacune d'elles constitue, en somme, une cellule photoélectrique en miniature dont la boule serait la cathode et la plaque argentée l'anode. De plus, les deux électrodes de chacun des éléments constituent également une minuscule condensateur dont le mica est le diélectrique.

Sur cette plaque, on projette l'image à transmettre, exactement comme on projette une image à photographier sur une pellicule sensible. Il suffit, pour cela, d'un objectif photographique.

Sous l'influence des radiations lumineuses, chacune des boules perd des électrons (effet photoélectrique) en nombre proportionnel à l'intensité de la lumière. En conséquence, une différence de potentiel naît entre les deux électrodes et le condensateur se charge plus ou moins, suivant l'éclairement.

L'exploration de l'image consistera précisément à décharger successivement tous ces condensateurs élémentaires. L'agent provoquant la décharge est un rayon cathodique dont on commande électriquement le balayage horizontal et vertical par des tensions en dents de scie de forme et de fréquence convenables.

Le schéma de principe d'un émetteur à iconoscope est donné figure 282. La déviation du rayon est provoquée par voie magnétique parce que cette méthode permet de commander le rayon dans les deux sens, *au même point de trajectoire*.

Le grand avantage du système, c'est que l'image est projetée d'une manière constante sur les éléments sensibles. Dans l'intervalle de deux explorations successives, les condensateurs élémentaires ont le temps de se charger.

La sensibilité du système est de plusieurs milliers de fois plus grande

que celle des systèmes mécaniques. Elle permet de transmettre des scènes de plein air en l'absence de soleil, par simple lumière diffusée.

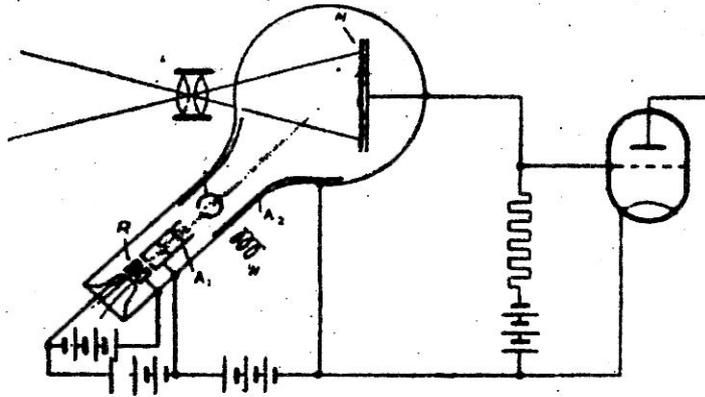


Fig. 282.

**373. Système Farnsworth.** — Un autre système a été expérimenté en Amérique mais on manque de précision sur les détails de réalisation. Nous nous bornerons à en citer le principe.

Quand un rayon lumineux tombe sur une surface photo-sensible, celle-ci émet des électrons en nombre proportionnel à l'éclairement (supposé monochromatique). Si nous projetons une image sur une cathode photo-sensible, chacun des points de la cathode émettra des électrons, dans une direction perpendiculaire à sa surface, en nombre proportionnel à l'éclairement. Nous aurons ainsi, dans l'espace, une véritable image électronique de la scène.

Mais toutes ces trajectoires électroniques sont des rayons cathodiques de faible intensité. On peut les dévier à volonté à l'aide de champs électriques ou magnétiques. En particulier, en utilisant deux champs électriques rectangulaires on pourra déplacer cette image électronique de manière à faire défiler tous ses points devant une très petite ouverture donnant accès vers une anode.

Le courant anodique traduira ainsi successivement l'intensité d'éclairage de chacun des points de l'image.

Ce système est beaucoup moins sensible que celui de Zworykin. Les courants ainsi obtenus seraient beaucoup trop faibles *même pour pouvoir être amplifiés*. L'inventeur a eu recours pour tourner la difficulté à un amplificateur dit *multiplicateur d'électrons*. Lorsqu'ils ont pénétré dans la chambre anodique (fig. 283) les électrons sont soumis à un champ alternatif à très haute fréquence (50.000 kc/s ou 50 mégacycles) ils vont heurter une cathode recouverte de caesium et provoquent ainsi l'émission d'électrons secondaires; ceux-ci, lors de l'alternance suivante sont

renvoyés vers une autre cathode identique. Il y a ainsi multiplication des électrons produits. Le « gain » obtenu serait de l'ordre de 50.000.000.

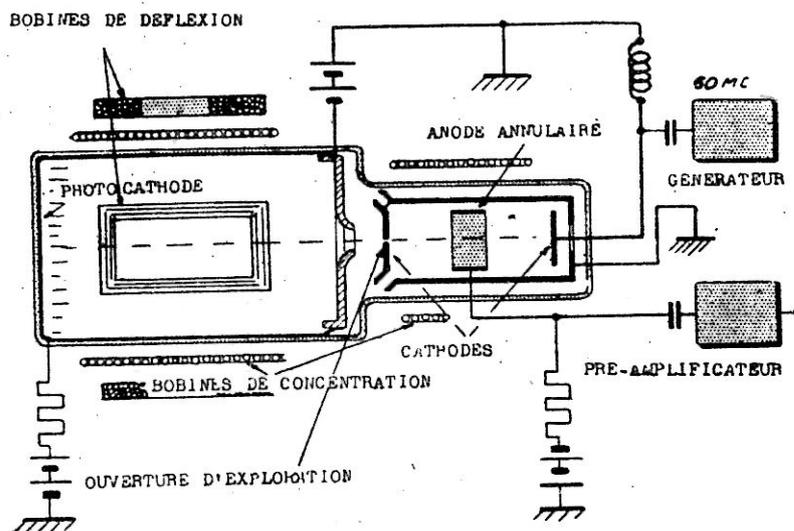


Fig. 283.

**374. Émetteur complet.** — Nous sommes maintenant en mesure de décrire très sommairement une installation complète. Les courants photoélectriques provenant de l'exploration de l'image servant à moduler en amplitude les oscillations d'un émetteur. Mais il faut prévoir les dispositifs nécessaires pour permettre la synchronisation du récepteur. Après chaque ligne, l'émission des signaux « vision » est interrompue pour permettre :

a) L'émission d'un signal de synchronisation.

b) Le retour du dispositif d'exploration au début de la ligne suivante.

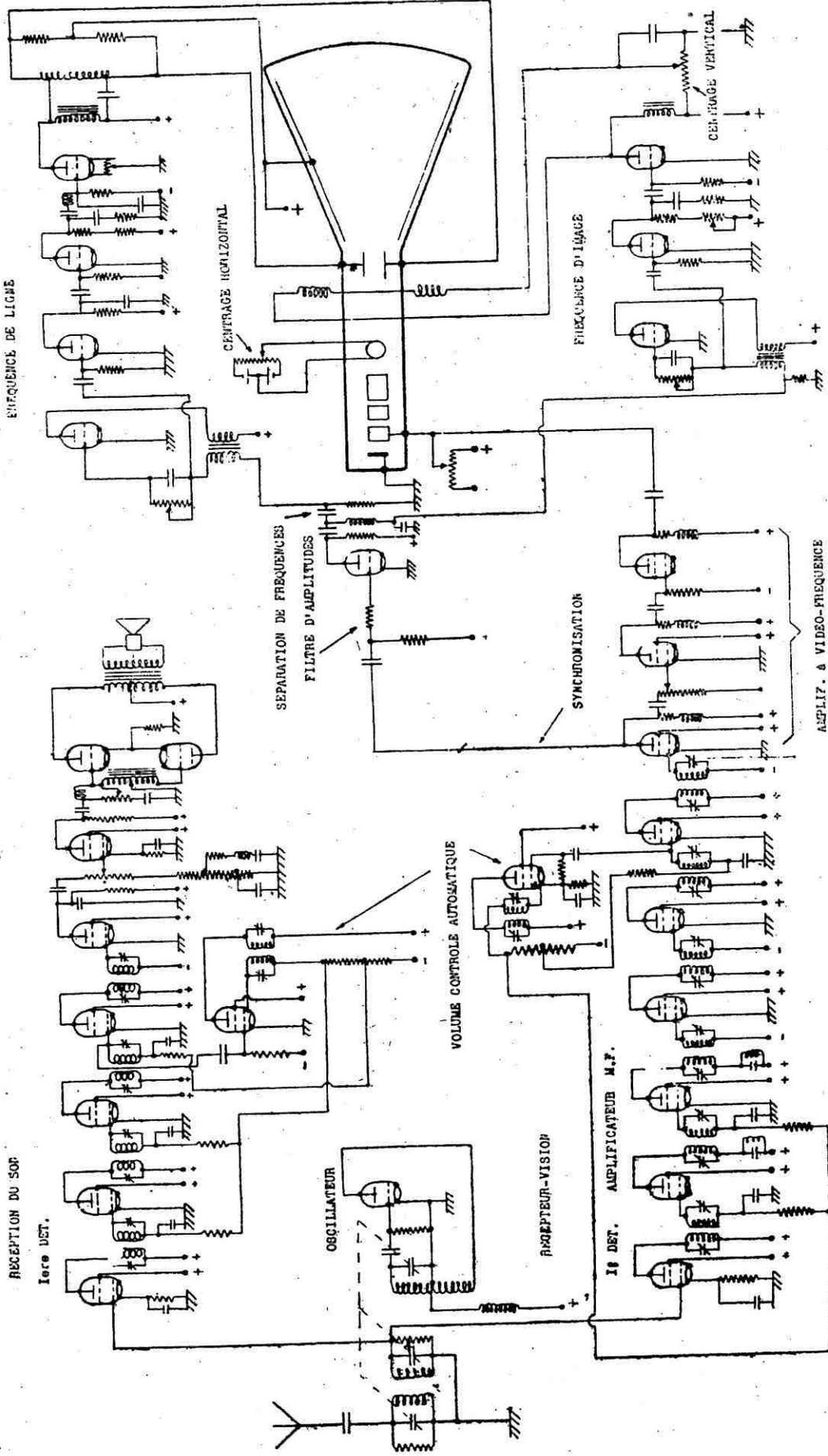
Une certaine profondeur de modulation correspond au « noir ». Selon les systèmes, ce noir correspond à un maximum ou un minimum d'amplitude. Les signaux de synchronisation ont une amplitude qui correspond à du « plus noir que le noir ».

Après chaque image, un intervalle plus long est observé (de l'ordre de 10 lignes en général) pendant lequel est envoyé un autre signal de synchronisation.

Toutes ces caractéristiques varient d'ailleurs légèrement d'un système à l'autre.

**375. Station réceptrice. Généralités.** — Le système le plus généralement utilisé est aujourd'hui le tube à rayons cathodiques. Les systèmes mécaniques mettant en jeu des miroirs ou des disques sont pratiquement inapplicables quand il s'agit de systèmes à haute définition.

L'image est formée sur l'écran du tube. Il en résulte que ses dimensions



AMPLIF. A VIDEO-FREQUENCE

Fig. 284.

sont nécessairement réduites. En pratique, il est difficile de dépasser un diamètre de 20 à 22 centimètres, ce qui limite les dimensions de l'image à 18 centimètres environ.

Certains tubes cathodiques spéciaux ont été construits pour permettre d'obtenir une image assez lumineuse pour être projetée sur un écran de grandes dimensions.

**376. Principe du récepteur.** — Rappelons que l'émission rayonnée comporte :

a) Une modulation en amplitude correspondant aux différents points de l'image.

b) Des signaux rythmés correspondant à chacune des lignes d'exploration.

c) D'autres signaux correspondant à chacune des images.

Les tensions à haute fréquence captées par l'antenne sont amplifiées *en tenant compte qu'elles occupent une bande de fréquence extrêmement large*. Il ne peut donc pas être question de réaliser des appareils sélectifs. D'autre part, les tensions obtenues après détection ne sont pas des tensions à fréquence téléphonique, mais à *vidéo-fréquence*. Leur fréquence comporte non seulement les fréquences audibles, mais s'étend jusqu'à plusieurs millions de périodes par seconde.

Parmi ces tensions, des filtres d'amplitudes doivent sélectionner les signaux de synchronisation qui sont généralement des impulsions rectangulaires.

Le « spot lumineux » est la tache produite par le rayon cathodique sur l'écran. Nous avons vu qu'on peut régler son intensité en agissant sur la tension de Wehnelt. Le courant à vidéo-fréquence est appliqué sur cette électrode. Ainsi on obtient la modulation d'intensité.

Il faut encore situer le point lumineux dans l'espace. Le balayage est assuré par deux générateurs de tensions en dents de scie qui peuvent être des tubes-relais ou des systèmes utilisant des tubes à vide.

Les signaux de synchronisation servent à imposer à ces générateurs la fréquence convenable.

Il faut naturellement prévoir un autre récepteur indépendant pour recevoir le « son » correspondant au programme.

A titre indicatif, nous donnerons, figure 284, le schéma de principe d'une installation complète. Ce schéma ne comporte pas les dispositifs d'alimentation.

La nécessité absolue d'utiliser des ondes ultra-courtes (entre 6 et 7 m.) limite considérablement la portée utile.

# TABLE DES MATIÈRES

---

## PREMIÈRE PARTIE

# RAYONNEMENT ET CIRCUITS

## CHAPITRE PREMIER

### Rayonnements et courants de haute fréquence.

	Pages.
1. — Les Catégories de rayonnement électromagnétique .....	9
2. — Historique rapide des connaissances sur le rayonnement .....	12
3. — Les anciennes théories : Émission. Ondulations .....	13
4. — Effet photo-électrique .....	14
5. — L'Effet Compton .....	16
6. — L'Ether lumineux .....	16
7. — Ondes et corpuscules .....	17
8. — Idées modernes sur le rayonnement. Théorie des quanta .....	18
9. — Note résumée sur la nature du rayonnement électromagnétique.....	20

## CHAPITRE II

### Propagation du rayonnement hertzien.

10. — Généralités. Classification du rayonnement hertzien .....	22
11. — Historique résumé de la découverte des ondes hertziennes .....	23
12. — L'ère des ondes courtes .....	25
13. — Comment on en vint à utiliser les ondes courtes .....	26
14. — Avantages des ondes courtes .....	28
15. — Propagation en fonction de la longueur d'onde et de la distance. Généralités .....	29
16. — Propagation des ondes longues .....	29
17. — Propagation des ondes moyennes .....	29
18. — Propagation des petites ondes .....	30
19. — Distance .....	33
20. — Forme de l'antenne émettrice .....	34
21. — Longueur d'onde .....	34
22. — Facteurs géographiques .....	34
23. — Conditions de propagation .....	35
24. — Interaction de rayons hertziens. Effet « Luxembourg » .....	35
25. — Propagation des ondes intermédiaires .....	36

	Pages.
26. — Propagation des ondes courtes.....	36
27. — Anomalies de propagation. Influence de la saison. Conditions anormales.	38
28. — Évanouissements. Scintillations. Fading sélectif .....	40
29. — Les échos « tour du monde » .....	43
30. — Les échos retardés .....	45
31. — Propagation des ondes très courtes .....	45
32. — Propagation des ondes ultra-courtes .....	45
33. — Indications résumées sur la propagation en fonction de la fréquence...	46
34. — Généralités théoriques sur la propagation .....	47
35. — Les hypothèses de la diffraction et de la réfraction optique .....	48
36. — Hypothèse de Kennely-Heaviside. Ionosphère .....	49
37. — La Couche d'Appleton .....	49
38. — Rôle et nature de la réfraction ionique .....	50
39. — Influence de l'agitation moléculaire .....	50
40. — Rôles des deux couches ionisées .....	51
41. — Variations saisonnières .....	52
42. — Explication des phénomènes d'évanouissement .....	53
43. — Faible distance .....	53
44. — A distance un peu plus grande .....	53
45. — A très grande distance .....	54
46. — Zones de silence. Explication des anomalies de propagation des ondes courtes .....	54
47. — Expérience d'optique .....	55
48. — Effet Luxembourg .....	57
49. — Vérifications expérimentales .....	58
50. — Méthode de Breit et Tuve .....	58
51. — Méthode d'Appleton .....	60
52. — Les causes d'ionisation .....	61
53. — Explication des échos retardés .....	61

## APPENDICE DU CHAPITRE II

I. — Étude mathématique de la réfraction ionique .....	62
--	----

## CHAPITRE III

**Théorie de la production du rayonnement.**

54. — Généralités .....	65
55. — Transformation du courant en rayonnement .....	66
56. — Utilisation de courants de haute fréquence .....	68
57. — Influence de la fréquence .....	69
58. — Influence du radiateur d'onde .....	71
59. — Antenne demi-onde .....	72
60. — Antenne quart d'onde .....	73
61. — Excitation des antennes. Couplage .....	74
62. — Hauteur effective .....	74
63. — Rendement d'une antenne émettrice.....	75
64. — Résistance de rayonnement .....	76
65. — Constantes pratiques des antennes quart d'onde .....	76
66. — Cas d'une antenne isolée du sol .....	77
67. — Antennes diverses. Antennes dirigées .....	77

## APPENDICE DU CHAPITRE III

I. — Hauteur de rayonnement d'une antenne .....	79
---	----

CHAPITRE IV

Étude théorique du Circuit oscillant émetteur.

	Pages.
68. — Généralités .....	80
69. — Décharge oscillante .....	82
70. — Amortissement critique.....	84
71. — Décharge apériodique .....	84
72. — Charge oscillante du condensateur.....	85
73. — Facteurs agissant sur l'amortissement d'un circuit. Décrément. Facteur de surtension. Constante de temps .....	85
74. — Relations entre les constantes d'amortissement .....	87

APPENDICE DU CHAPITRE IV

I. — Équation de la décharge du condensateur dans un circuit comportant self-induction et capacité .....	88
II. — Décrément logarithmique d'un circuit .....	90
III. — Utilisation pratique de la formule de Thomson .....	90

CHAPITRE V

Ondes amorties. Ondes entretenues. Ondes modulées.

75. — Généralités .....	92
76. — Production de trains d'ondes amorties .....	92
77. — Émetteurs à étincelles ou à éclateurs.....	93
78. — Rôle et influence de l'étincelle.....	94
79. — Émissions ronflées. Émissions musicales .....	95
80. — Oscillations entretenues.....	96
81. — Alternateurs haute fréquence .....	97
82. — Entretien d'oscillations .....	97
83. — Notion de résistance négative.....	99
84. — Utilisation d'un arc voltaïque.....	101
85. — Émetteurs à tubes électroniques .....	102
86. — Générateurs auto-entretenus.....	103
87. — Émetteurs avec oscillateur pilote.....	103
88. — Stabilisation par quartz .....	104
89. — Ondes modulées radiotéléphoniques .....	105
90. — Modulation en amplitude .....	105
91. — Étude mathématique .....	107
92. — Bandes de modulation .....	108
93. — Conséquences. Récepteurs sélectifs.....	109
94. — Profondeur de modulation .....	110
95. — Remarques pratiques sur la profondeur de modulation .....	110
96. — Modulation en fréquence .....	111

APPENDICE DU CHAPITRE V

I. — Valeur efficace des éléments des oscillations amorties .....	112
II. — Puissance d'une émission modulée .....	112
III. — Émission sans onde porteuse .....	113
IV. — Suppression d'une seule bande de modulation .....	113
V. — Modulation avec porteuse commandée .....	113
VI. — Taux de modulation et nuances musicales. Aplatissement des contrastes .....	114
VII. — Réalité des bandes de modulation. Sténodé radiostat .....	114

## CHAPITRE VI

**Réception. Circuit oscillant. Récepteur. Sélectivité. Couplage.**

	Pages.
94. — Généralités .....	115
95. — Circuit accordé récepteur .....	115
96. — Courbe de résonance .....	116
97. — Équation d'une courbe de résonance .....	117
98. — Facteur de sélectivité .....	118
99. — Largeur de bande passante .....	119
100. — Mesure graphique du coefficient de surtension .....	120
101. — Couplage des circuits .....	121
102. — Modes de couplage .....	122
103. — Aperçu du problème général .....	123
104. — Cas de deux circuits identiques. Filtre de bande .....	125
105. — Voisinage du couplage critique .....	128
106. — Cas du couplage statique. Couplage mixte .....	130

## APPENDICE DU CHAPITRE VI

Facteur de sélectivité de plusieurs circuits identiques faiblement couplés.	131
---	-----

## CHAPITRE VII

**Le principe des récepteurs. Détection. Détecteurs.**

107. — Généralités. Hauteur effective d'une antenne de réception .....	132
108. — Nécessité de la détection .....	132
109. — Le détecteur-redresseur théorique .....	133
110. — Le détecteur-redresseur pratique .....	134
111. — Problème général de la détection .....	136
112. — Détection quadratique ou square law. Influence de R .....	138
113. — Élimination des composantes à haute fréquence .....	139
114. — Détection linéaire .....	139
115. — Caractéristiques statiques et dynamiques .....	141
116. — Profondeur de modulation. Amplitude et distorsion .....	142
117. — Effet de démodulation .....	143
118. — Détecteurs anciens .....	143
119. — Détecteurs à cristaux .....	144
120. — Détecteurs à oxydes .....	144
121. — Tube détecteur diode .....	145
122. — Détection des ondes entretenues. Ticker. Méthode hétérodyne .....	146
123. — Avantages de la méthode hétérodyne .....	146
124. — Nécessité de l'amplification .....	147
125. — Amplification haute fréquence et basse fréquence .....	148

## APPENDICE DU CHAPITRE VII

Hauteur effective d'une antenne réceptrice .....	148
--	-----

## DEUXIÈME PARTIE

## LES TUBES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

## CHAPITRE VIII

## Le tube diode.

	Pages.
126. — Vaporisation d'électrons. Effet Edison .....	151
127. — Charge d'espace .....	152
128. — Effet d'une tension positive sur la plaque. Intensité de saturation ..	153
129. — Facteurs agissant sur l'intensité du courant de saturation .....	154
130. — Expression mathématique de l'intensité anodique. Loi de Langmuir.	155
131. — Effet Schottky .....	156
132. — Les différentes cathodes .....	156
133. — Résistance intérieure du tube diode .....	158
Appendice du chapitre VIII .....	159

## CHAPITRE IX

## Le tube triode.

134. — Généralités .....	160
135. — Effet de la grille .....	161
136. — Interprétation électronique .....	161
137. — Action de la grille .....	163
138. — Courant de grille .....	164
139. — Le tube triode est un relais .....	165
140. — Courbes caractéristiques du tube triode .....	165
141. — Caractéristiques ( $i_p/v_g$ ) .....	166
142. — Caractéristiques ( $i_p/v_p$ ) .....	166
143. — Inclinaison ou pente ( $p$ ) .....	166
144. — Résistance intérieure ou impédance ( $R_i$ ) .....	168
145. — Coefficient d'amplification en tension .....	169
146. — Durchgriff .....	170
147. — Relation fondamentale entre $\mu$ , $R_i$ et $p$ .....	170
148. — Variation de $\mu$ , $R_i$ et $p$ .....	171
149. — Sens physique du coefficient $\mu$ .....	171
150. — Sens physiques des coefficients $p$ et $R_i$ .....	172
151. — Étude théorique élémentaire du tube triode .....	172
152. — Régimes de fonctionnement avec grille positive .....	173
153. — Effet dynatron. Résistance négative .....	174
154. — Interprétation électronique. Électrons secondaires .....	175
155. — Note pratique sur l'effet Dynatron .....	176
156. — Amplification par tube Triode .....	176
157. — Amplification ou gain .....	177
158. — Cas où $Z_p$ demeure beaucoup plus petit que $R_i$ .....	178
159. — Point de repos. Point de fonctionnement. Caractéristique dynamique.	179
160. — Pente de la caractéristique dynamique .....	180
161. — Cas d'une charge inductive .....	181
162. — Droite de charge .....	181
163. — Cas d'une charge inductive .....	183
164. — Réaction d'anode .....	184
165. — Influence de la capacité grille-plaque .....	185
166. — Charge anodique inductive .....	186

## CHAPITRE X

## Les tubes multi-électrodes : tétrode, penthode, hexode, etc.

	Pages.
167. — Inconvénients du tube triode.....	187
168. — Le tube tétrode ou à grille écran.....	188
169. — Théorie du tube à grille écran. Diode et triode équivalents.....	189
170. — Caractéristiques des tubes tétrodes.....	189
171. — Valeur des coefficients $R_i$ , $\mu$ et $p$ . Action de la tension d'écran.....	190
172. — Gain en tension fourni par un tube à grille écran.....	191
173. — Intensité de courant de grille écran.....	192
174. — Inconvénients des tubes tétrodes.....	194
175. — Interprétation électronique de la caractéristique $i_p$ , $v_p$ .....	194
176. — Tube penthode. Coefficients. Penthode de puissance.....	195
177. — Défauts de la penthode de puissance.....	198
178. — Principe des tubes à distance critique.....	199
179. — Nécessité de concentrer les rayons électroniques.....	201
180. — Caractéristiques obtenues.....	202
181. — Caractéristiques dynamiques des tubes à résistance interne élevée. Droite de charge.....	203
182. — Tube à pente variable.....	204
183. — Tubes bigrilles.....	207
184. — Tubes hexodes. Heptodes, Octodes, etc.....	208
185. — Tubes combinés.....	208

## CHAPITRE XI

## Redressement des courants alternatifs.

186. — Généralités.....	209
187. — Puissance instantanée fournie par la valve.....	211
188. — Ondulation du courant redressé.....	211
189. — Auto-régulation. Forme de l'ondulation.....	212
190. — Redressement des deux alternances.....	213
191. — Résumé des résultats obtenus par l'analyse précédente.....	214
192. — Signification de la constante $R_i$ .....	214
193. — Signification de la constante $R_i$ .....	215
194. — Surcharge des valves.....	215
195. — Montages doubleurs de tension.....	216
196. — Constantes de fonctionnement d'une valve.....	216
197. — Courbes caractéristiques.....	218
Appendice du chapitre XI.....	219

## CHAPITRE XII

## Amplification en basse fréquence et de puissance. Contre-réaction.

198. — Généralités. Amplification en tension et en puissance.....	220
199. — Problème de l'amplification à basse fréquence en tension.....	221
200. — Variation du gain avec la fréquence.....	222
201. — Liaison par batterie. Amplificateur à courant continu.....	223
202. — Gains réalisés pratiquement par des liaisons par résistances.....	224
203. — Liaison par inductance.....	225
204. — Couplage par transformateur.....	226
205. — Élimination de la composante continue.....	228
206. — Couplage par auto-transformateur.....	229
207. — Généralités. Gain en puissance.....	230
208. — Puissance dissipée. Puissance modulée.....	230

	Pages.
209. — Rendement d'un tube de puissance .....	232
210. — Régime ou classe A .....	232
211. — Régime ou classe B .....	233
212. — Régime ou classe C .....	234
213. — Régime B et C avec courant de grille .....	234
214. — Régime AB ou A' .....	234
215. — Charge optimum d'un tube triode en régime A .....	235
216. — Charge optimum d'un tube tétrode ou penthode .....	237
217. — Rendement maximum .....	240
218. — Constantes optima pour les tubes de puissance penthodes ou tétrodes .....	240
219. — Sensibilité d'un tube de puissance .....	241
220. — Les différents types de distorsion .....	241
221. — Facteur ou taux de distorsion non linéaire .....	242
222. — Influence de la résistance de charge sur la distorsion .....	243
223. — Adaptation d'une impédance .....	245
224. — Utilisation de tubes en parallèle .....	247
225. — Montage symétrique ou push-pull. Avantages .....	247
226. — Fonctionnement en régime AB et en régime B .....	249
227. — Caractéristique dynamique composée .....	251
228. — Comparaison entre triode et penthode de puissance .....	252
229. — Généralités. Définitions .....	254
230. — Signification du facteur A .....	255
231. — Effet d'une réaction négative sur le gain .....	256
232. — Limitation de l'amélioration en fréquence .....	256
233. — Amélioration de la fidélité. Réduction des bruits parasites .....	259
234. — Difficultés d'application .....	260
235. — Réaction de courant et réaction de tension .....	260

CHAPITRE XIII

Amplification à haute fréquence.

236. — Généralités .....	263
237. — Liaison par résistance .....	264
238. — Liaison par circuit antirésonnant. Tube triode. Tube penthode ou tétrode .....	264
239. — Liaison par transformateur à primaire aperiodique .....	265
240. — Influence de la capacité grille-plaque. Augmentation des pertes .....	266
241. — Neutrodynation .....	267
242. — Amplification en haute fréquence par tétrode ou penthode. Précautions .....	268
243. — Réglage de l'amplification. Tube à pente variable .....	269
244. — Phénomènes dus à la courbure des caractéristiques. Généralités .....	270
245. — Modulation des tensions parasites .....	271
246. — Mesure et variation du phénomène .....	272
247. — Distorsion de la modulation .....	274
248. — Augmentation de la profondeur de la modulation .....	275
249. — Transmodulation .....	275
250. — Variations des trois phénomènes précédents .....	276

CHAPITRE XIV

Détection par tube électronique.

251. — Généralités ... ..	278
252. — Détection linéaire et quadratique .....	278
253. — Amortissement produit par le détecteur .....	280
254. — Cas des signaux forts .....	281
255. — Cas des signaux faibles .....	282

	Pages.
256. — Réduction de l'amortissement.....	283
257. — Détection symétrique .....	284
258. — Distorsion de détection .....	285
259. — Tubes détecteurs combinés : Duo-diode-triode, duo-diode-penthode....	286
260. — Ancienne détection par condensateur shunté.....	287
261. — Détection dite « de puissance » par la grille.....	288
262. — Détection par la « courbure de plaque » ou « par la plaque ».....	288
263. — Détection plaque dite détection Sylvania.....	290
264. — Voltmètres amplificateurs.....	291

## CHAPITRE XV

**Tubes générateurs d'oscillations entretenues. Émetteurs pilotes.  
Stabilisation par quartz.**

265. — Généralités .....	292
266. — Étude élémentaire.....	292
267. — Étude mathématique élémentaire.....	294
268. — Résistance effective. Résistance négative. Amortissement.....	295
269. — Influence du tube sur la fréquence produite.....	296
270. — Influence du courant de grille.....	296
271. — Quelques montages d'émission.....	297
272. — Stabilité de la fréquence.....	299
273. — Cas de la radiodiffusion et de l'émission en général. Émetteur pilote ....	300
274. — Propriétés des lames de quartz.....	300
275. — Oscillateur à quartz.....	302
276. — Fréquence émise. Puissance. Stabilité. Emploi de tourmaline.....	302
277. — Émetteur à oscillateur pilote .....	303
278. — Oscillateurs à dynatron .....	304
279. — Production d'ondes ultra-courtes .....	305
280. — Oscillations de Barkhausen. Montage Pierret .....	305
281. — Note pratique sur les oscillations de Barkhausen .....	307
282. — Oscillations de relaxation.....	307
283. — Modulation des émetteurs .....	307
284. — Modulation par la grille.....	308
285. — Cas des émetteurs à générateur pilote .....	309
286. — Modulation par la plaque .....	309
287. — Modulation par déphasage.....	310
Appendice du chapitre XV.....	311

## CHAPITRE XVI

**Réaction et superréaction.**

288. — Généralités .....	313
289. — Action d'une réaction positive .....	313
290. — Détectrice à réaction. Montage type.....	314
291. — Résistance effective. Influence de R.....	315
292. — Inductance effective .....	315
293. — Indépendance des réglages d'accord et de réaction.....	316
294. — Sélectivité .....	316
295. — Souplesse de la réaction.....	317
296. — Détecteur autodyne.....	319
297. — Généralités .....	319
298. — Principe de la superréaction.....	320
299. — Montage à deux tubes .....	321
300. — Conditions pour un bon fonctionnement .....	322

	Pages.
301. — Avantages et inconvénients.....	322
302. — Utilisation de la superréaction .....	323

## CHAPITRE XVII

**Récepteurs à changement de fréquence.**

303. — Généralités. Amplification directe et changement de fréquence.....	325
304. — Principe du changement de fréquence. Strobodyne.....	326
305. — Théorie stroboscopique du changement de fréquence .....	327
306. — Remarques sur le fonctionnement .....	328
307. — Interrupteur électronique .....	328
308. — Fréquence image. Présélection .....	330
309. — Choix de la fréquence de conversion .....	330
310. — Harmoniques de la moyenne fréquence .....	331
311. — Sifflements du récepteur à changement de fréquence .....	331
312. — Aperçu du problème de la monocommande .....	333
313. — Avantages des récepteurs à changement de fréquence .....	335
314. — Généralités .....	336
315. — Montage « double harmonique » .....	337
316. — Montage Tropadyne.....	337
317. — Montage Strobodyne .....	337
318. — Couplage par la cathode .....	338
319. — Couplage par la plaque .....	339
320. — Couplage par une grille écran ou par électrode spéciale .....	340
321. — Utilisation d'un tube spécial. Couplage électronique.....	341
322. — Fonctionnement .....	344
323. — Pente de conversion. Gain de conversion. Résistance interne .....	345
324. — Action de l'amplitude des oscillations locales sur les constantes .....	346
325. — Remarque sur les tubes changeurs de fréquence .....	347
326. — Effet de couplage électronique .....	348
327. — Rayonnement et blocage .....	348
328. — Glissement de fréquence.....	349
329. — Causes du glissement de fréquence .....	350
330. — Effet du parcours électronique .....	351
331. — Tubes triode-hexode. Triode-penthode .....	352
332. — Octodes neutrodynées. Octodes à faisceaux électroniques .....	353
333. — Avantages de cette disposition.....	355
334. — Bruits de fond des amplificateurs (souffle). Agitation thermique.....	355
335. — Effet Schottky. Effet de parcours .....	357
336. — Cas d'un tube changeur de fréquence .....	357
337. — Changement de fréquence par un ou deux tubes .....	358
338. — Influence de la courbure des caractéristiques .....	359

## CHAPITRE XVIII

**Tubes à rayons cathodiques.**

339. — Décharge dans les gaz raréfiés .....	360
340. — Nature des rayons cathodiques .....	361
341. — Formation d'électrons secondaires .....	362
342. — Tubes à cathodes incandescentes .....	362
343. — Nécessité de la concentration .....	363
344. — Cylindre de Wehnelt ou grille .....	364
345. — Tubes à gaz. Défauts .....	364
346. — Tubes à vide. Anode de concentration.....	365
347. — Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques.....	366

	Pages.
348. — Déviation électrostatique du faisceau.....	367
349. — Déviation magnétique.....	369
350. — Mesure de la vitesse des électrons et du rapport $\frac{e}{m}$ .....	370
351. — Oscillographe à rayons cathodiques. Base de temps.....	371
352. — Sensibilité d'un tube à rayons cathodiques.....	373
353. — Caractéristiques des écrans. Brillance du spot.....	374
354. — Couleur des écrans.....	375
355. — Distorsion de l'image.....	375
356. — Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques.....	377
357. — Perturbations extérieures.....	377
358. — Généralités.....	377
359. — Emploi d'un tube luminescent.....	378
360. — Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyatron.....	380
361. — Interprétation électronique.....	380
362. — Autres applications des Thyatrons.....	381
363. — Dispositif à intensité constante. Diode.....	381
364. — 2° Emploi d'un tube penthode.....	382
365. — Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation.....	383
366. — Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide.....	384
367. — Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique.....	385
Appendice du chapitre XVIII.....	386

## CHAPITRE XIX

## La Télévision.

368. — Généralités.....	389
369. — Analyse et définition de l'image.....	390
370. — Nombre de points et fréquence.....	390
371. — Méthodes mécaniques d'exploration. Disque de Nipkow.....	392
372. — Emploi de l'iconoscope.....	394
373. — Système Farnsworth.....	395
374. — Émetteur complet.....	396
375. — Station réceptrice. Généralités.....	396
376. — Principe du récepteur.....	398

S'il s'agissait d'une charge sous tension constante, la différence de potentiel aux bornes du condensateur croîtrait d'une manière exponentielle.

La courbe de charge en fonction du temps sous tension constante a l'allure de la figure 268. Le début pourrait être considéré comme linéaire

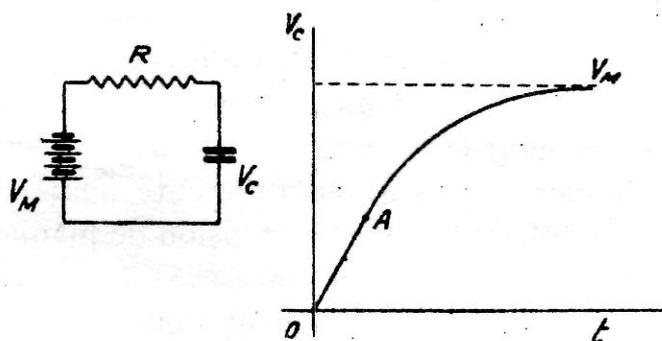


Fig. 268.

jusqu'au point A. Mais utiliser seulement la portion OA c'est perdre les deux tiers de la tension de charge  $V_M$ .

En cas de charge à intensité constante (fig. 269) la variation de tension est linéaire pendant un temps relativement très long.

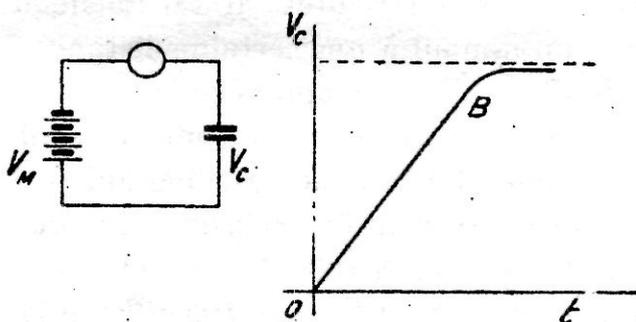


Fig. 269.

**359. Emploi d'un tube lumineux.** — Mais il ne suffit pas de charger le condensateur, il faut encore en provoquer la décharge aussi rapide que possible pour ramener le dispositif aux conditions initiales.

Soit un tube comportant deux électrodes dans une atmosphère de néon (par exemple) à basse pression (fig. 270).

Si nous faisons croître progressivement la tension aux bornes du tube, nous observerons d'abord qu'il ne passe aucun courant puis, pour une certaine tension dite *d'amorçage*, le tube s'illumine brusquement et devient conducteur. Il s'agit là d'un phénomène d'ionisation dont il a déjà été question dans le tome I<sup>1</sup>. Quand le phénomène a été amorcé *il persiste*

1. Voir n° 22, page 244, tome I.

même pour une tension inférieure à la tension d'amorçage. Il faut baisser la tension jusqu'à la tension d'extinction pour faire cesser l'illumination. Il y a une différence d'une trentaine de volts entre les deux tensions, lorsque le gaz utilisé est le néon.

Nous avons ainsi un moyen simple de provoquer la charge et la décharge périodiques d'un condensateur.

Soit le montage figure 271. La tension de la batterie B est supérieure

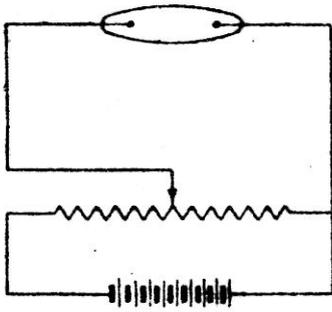


Fig. 270.

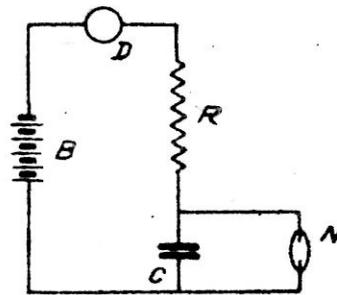


Fig. 271.

à la tension d'amorçage. Le condensateur C en se chargeant provoque une chute de tension dans B et dans le dispositif à intensité constante D; au bout d'un certain temps, qui dépend de la grandeur de R et de C la tension aux bornes de N atteint la tension d'amorçage. Il y a brusque illumination du tube, dont la résistance devient négligeable, et le condensateur C se décharge d'une manière très rapide. Le phénomène cesse quand la tension aux bornes de N est égale à la tension d'extinction. On obtient donc ainsi une tension en dents de scie dont l'amplitude est égale à la différence entre la tension d'amorçage et la tension d'extinction (fig. 272). Cette amplitude est malheureusement insuffisante pour les

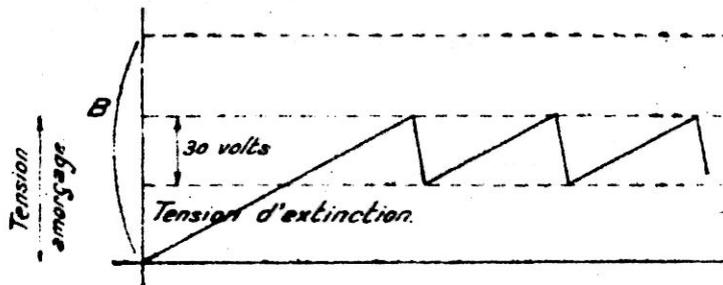


Fig. 272.

besoins de la pratique — sauf pour de petits tubes. En effet, une tension de 30 volts correspond, au maximum, à un déplacement du spot de l'ordre de  $30 \times 0,5 = 15$  millimètres. Or le diamètre des tubes usuels est supérieur à 100 millimètres.

**360. Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyatron.** — Un tube relais ou thyatron est un tube triode dans lequel on a introduit un gaz sous faible pression. Ce gaz peut-être de l'argon, du néon, de la vapeur de mercure, etc... Le tube acquiert ainsi des propriétés spéciales.

Dans le tube relais, l'ionisation peut être provoquée par le flux électronique de la cathode. Mais comme celui-ci est commandé, à son tour par la tension de grille, *c'est donc cette dernière qui est l'électrode de contrôle.*

Portons la grille d'un tube relais à une tension négative de 5 volts et appliquons une tension progressivement croissante sur la plaque. Aucun courant ne se manifestera d'abord, la résistance interne du tube est pratiquement infinie. Puis, brusquement, pour une tension de 125 volts par exemple, l'atmosphère interne du tube s'illumine et sa résistance devient extrêmement faible. Quand le phénomène est amorcé, la grille perd son action de contrôle. Pour le faire cesser, il faut que la tension anodique soit diminuée jusqu'à une certaine valeur qui est la tension d'extinction. Après quoi, on peut recommencer l'expérience.

Si, avec le même tube, nous appliquons une tension négative de 10 volts sur la grille, nous observerons que l'amorçage ne se produit que pour une tension anodique de 250 volts. Pour une tension grille de 8 volts la tension d'amorçage est de 200 volts. On remarque de suite qu'il y a un *rapport constant* entre les deux tensions. C'est le *rapport de commande*, qui correspondrait d'ailleurs sensiblement au coefficient d'amplification pour les mêmes électrodes, utilisées dans un tube à vide.

Un tube relais est donc un tube à décharge dans lequel nous pouvons faire varier à volonté la tension d'amorçage. Nous sommes ainsi libres d'obtenir les amplitudes d'oscillations que nous désirons en agissant simplement sur la tension de grille. Il va sans dire que la tension entre grille et plaque doit être inférieure à une certaine valeur, qui correspondrait à l'amorçage direct dans l'atmosphère du tube.

**361. Interprétation électronique.** — Ce qui détermine l'illumination, c'est la brusque ionisation de l'atmosphère interne. Dans un tube à deux électrodes, ce phénomène dépend de la pression, de la forme des électrodes, de leur distance, de la nature du gaz, etc...

Dans un tube relais, comme dans un tube triode à vide, une tension négative de grille suffisante bloque complètement l'émission électronique<sup>1</sup> : aucun électron ne peut quitter la cathode. Le courant anodique

1. Ou plus exactement : les électrons n'acquièrent une vitesse suffisante pour provoquer l'ionisation que pour un rapport donné entre les deux tensions.

ne commence à se produire que pour un rapport constant *entre tension de plaque et tension négative de grille*.

Dès que des électrons peuvent circuler entre cathode et plaque, ils heurtent les molécules du gaz et, si leur vitesse est suffisante, provoquent l'ionisation. Ce phénomène gagne immédiatement de proche en proche avec une très grande vitesse. En effet : l'ionisation d'une molécule suppose la libération d'un ou deux électrons qui, à leur tour, attirés par l'anode, heurtent d'autres molécules, etc...

**362. Autres applications des Thyratrons.** — Nous ouvrons ici une rapide parenthèse sur les applications des thyratrons.

Les thyratrons peuvent être utilisés comme redresseurs à grille commandée. La chute de tension interne est très faible (de 10 à 20 volts) si bien qu'avec une perte d'énergie assez réduite, le thyatron peut être traversé par des intensités de courant considérables. En agissant sur la grille, on règle la tension d'amorçage. On peut donc ainsi ne laisser passer le courant que pendant une fraction d'une alternance. De cette manière on règle l'intensité fournie *sans perte par effet Joule*. On utilise dans ce but une fraction de la tension de plaque convenablement déphasée. En faisant varier ce déphasage, on agit à volonté sur la puissance transmise. On peut ainsi faire fonctionner sur alternatif redressé des moteurs à courant continu, avec tous les avantages qui caractérisent ces derniers; très fort couple de démarrage et possibilité de faire varier la vitesse dans des limites très larges.

On peut aussi utiliser les thyratrons pour convertir *statiquement* du courant continu en courant alternatif. Deux thyratrons montés symétriquement produisent des oscillations de relaxation dont on élimine, par la suite, les harmoniques indésirables.

On construit des thyratrons de plusieurs centaines de kilowatts.

**363. Dispositif à intensité constante. Diode.** — Nous avons indiqué plus haut que, pour obtenir une variation linéaire de tension, en fonction du temps, il était nécessaire de charger le condensateur à intensité constante. On peut pour obtenir ce résultat, avoir recours à plusieurs dispositifs.

Un des plus simples est l'emploi d'un tube diode saturé. On sait que, pour une température donnée de la cathode (§ 128) il existe une *intensité de saturation* qu'on ne peut dépasser quelle que soit la tension appliquée sur l'anode. Un système à charge constante pourra donc être constitué comme sur la figure 273.

La batterie B charge le condensateur C à travers le tube diode D, qui fonctionne à saturation. A ce propos il est important d'utiliser *un tube à filament de tungstène pur*. En effet, un tube utilisant une cathode à oxydes n'a point d'intensité de saturation bien définie.

T est le tube relais dont on fait varier la tension d'amorçage à l'aide du potentiomètre A. En agissant sur F on modifie l'intensité de saturation du diode, c'est-à-dire la rapidité de charge du condensateur,

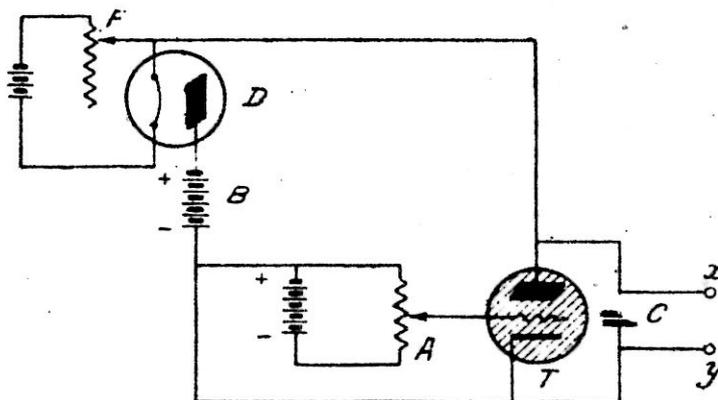


Fig. 273.

c'est-à-dire la fréquence. On obtient ainsi une *variation continue de fréquence* entre deux limites.

Pour franchir ces limites on modifie la grandeur de C. La fréquence produite est égale à la constante de temps du système.

**364. 2<sup>e</sup> Emploi d'un tube penthode.** — Un tube diode à chauffage direct exigerait une alimentation par batterie. L'emploi d'un tube diode avec cathode à chauffage indirect (oxydes) est impossible pour des rai-

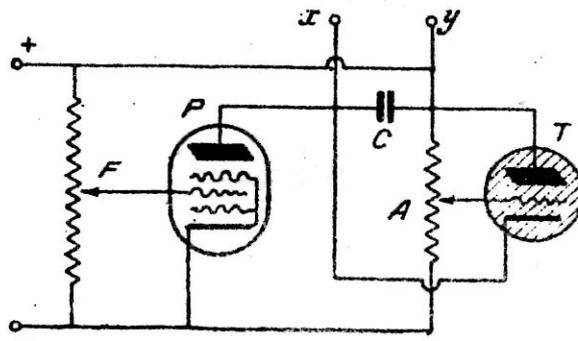


Fig. 274.

sons déjà exposées. En conséquence, on préfère utiliser un tube penthode. On peut remarquer que la caractéristique  $I_p/V_p$  est pratiquement horizontale pour des penthodes à grande résistance interne. De plus, on peut commodément agir sur l'intensité de charge en modifiant la tension

de la grille écran, On arrive ainsi au dispositif classique de la figure 274. Une seule source de tension alimente le dispositif tout entier.

la grille de commande du tube penthode est reliée à la cathode. La tension écran, commandant la fréquence des oscillations, est réglée par un potentiomètre. On pourrait aussi agir sur la tension de la grille de commande.

La tension grille du tube relais est réglée par un potentiomètre A qui fait varier l'amplitude. Ce réglage réagit légèrement sur celui de la fréquence. C'est normal puisque réduire l'amplitude, c'est réduire la tension d'amorçage. Le condensateur atteint donc plus rapidement cette tension. La fréquence est donc augmentée.

**365. Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation.** — Nous avons déjà indiqué dans le tome I que les oscillations de relaxation avaient la propriété de pouvoir être facilement *synchronisées* avec un phénomène périodique. Il faut entendre par là qu'on peut leur imposer une fréquence, pourvu que celle-ci soit peu différente de la fréquence correspondant aux caractéristiques du circuit.

La synchronisation d'un générateur à tube-relais est extrêmement facile : il suffit de dériver une très faible tension périodique de synchronisation sur la grille du tube. Le phénomène se comprend sans difficulté. Imaginons que la fréquence du générateur de relaxation soit un peu plus faible que celle de la fréquence à observer.

Supposons, qu'à un moment donné, les deux tensions soient en phase. A l'alternance suivante il y aura un léger retard de la fréquence de relaxation. La valeur maximum de la tension de synchronisation se produira un peu avant l'amorçage et viendra, par conséquent, produire celui-ci *avant* le moment où il se produirait normalement. Il y aura donc augmentation de la fréquence de relaxation et, par conséquent, synchronisation. Le phénomène serait identique si la fréquence de relaxation tendait à retarder.

En donnant des valeurs convenables à C et à la résistance interne du tube P on peut obtenir des oscillations depuis les limites les plus basses jusqu'à plusieurs milliers de périodes par seconde. Mais deux phénomènes viennent limiter la fréquence supérieure.

Tout d'abord la résorption des ions n'est pas un phénomène instantané. On peut définir la *durée de désionisation* qui dépend principalement de la nature du gaz, de la forme et de la nature des électrodes. Elle est de l'ordre de  $1/10.000$  à  $1/50.000$  de seconde au minimum. Ensuite, l'ionisation de l'atmosphère n'est pas instantanée. Dans ces conditions, on conçoit que le phénomène vienne limiter la fréquence fournie. Néan-

moins, avec certains tubes, on peut encore obtenir des résultats satisfaisants pour des fréquences de l'ordre de 30 à 40.000 périodes par seconde, mais pour les fréquences les plus élevées, la forme de la courbe tend à s'écarter de l'allure la plus favorable.

Pour obtenir des fréquences de relaxation encore plus élevées on peut avoir recours à des montages spéciaux utilisant des tubes à vide.

**366. Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide.** — Nous indiquons figure 275 le schéma de principe d'une base de temps

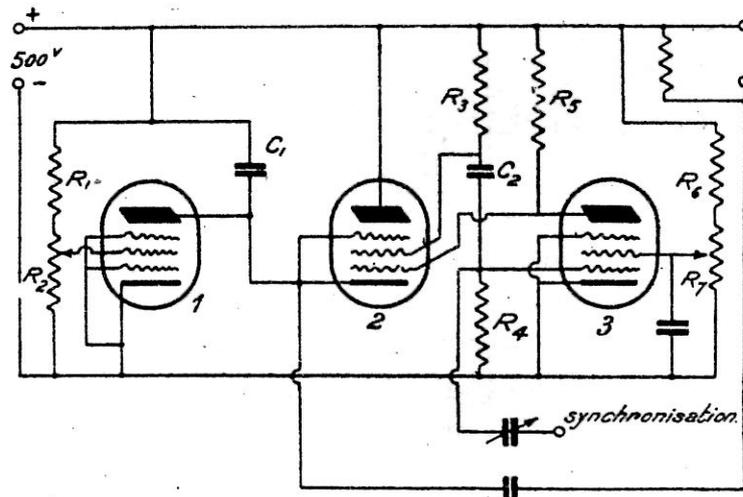


Fig. 275.

par tubes à vide permettant d'obtenir des fréquences dépassant 100.000 périodes par seconde. Le fonctionnement est le suivant :

Le condensateur  $C_1$ , se charge à intensité constante à travers la penthode 1.

Pendant la charge, le tube 3 débite un certain courant qui se traduit par une chute de tension dans  $R_5$ . Il en résulte l'application d'une tension négative sur la grille du tube 2. Si, par exemple  $R_5 = 100.000$  et que le courant anodique de 3 soit de 3,5 mA, il y a une différence de tension de 350 volts entre anode et grille du tube 2.

Pendant la charge, la tension entre les armatures de  $C_1$  augmente progressivement. Quand elle était de 200 volts, il y avait une tension négative de 350-200 ou 150 volts entre cathode et grille du tube 2. Celui-ci était par conséquent bloqué.

Cependant, un moment arrivera où la polarisation de ce tube sera insuffisante pour bloquer le courant anodique. Il y aura simultanément : courant de grille écran et courant anode.

Le premier provoquera une chute de tension dans  $R_5$ , et par conséquent

la décharge de  $C_2$  et le passage d'un courant dans  $R_4$ . La grille du tube 3 devient alors négative et le courant anodique diminue, ainsi que la chute de tension dans  $R_5$ . En conséquence, la grille du tube 2 devient moins négative, ce qui vient précisément accélérer le phénomène déjà amorcé. L'augmentation du courant anodique du tube 2 sera extrêmement rapide et provoquera la décharge pratiquement instantanée de  $C_1$ .

Mais, lorsque  $C_2$  sera déchargé, le courant dans  $R_4$  cessera et la grille de 3 deviendra moins négative. Le courant anodique augmentera et viendra, de nouveau, polariser le tube. On retrouvera ainsi très rapidement les conditions initiales. Il est facile de voir que la grandeur de  $C_2$  doit être fonction de celle de  $C_1$ .

Avec un montage de ce genre, on peut obtenir des tensions en dents de scie, de l'ordre de 100.000 périodes/seconde, avec une excellente forme de courbe.

Les tensions de synchronisation sont introduites par la borne marquée « synchronisation »; elles agissent sur la grille du tube 3.

**367. Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique.** — On a réalisé des tubes cathodiques en miniature qui peuvent servir à un certain nombre d'applications et, en particulier, à contrôle visuel d'accord des circuits.

Ces tubes sont constitués comme indiqué sur la figure 276. Une cathode

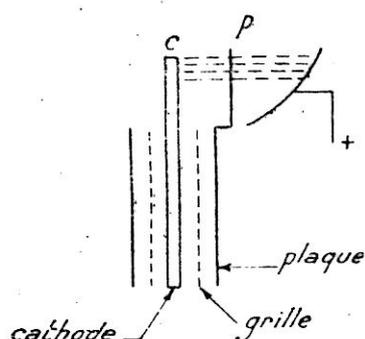


Fig. 276.

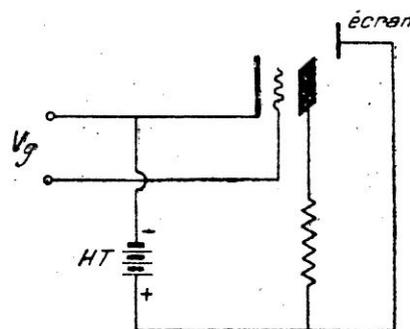


Fig. 277.

à chauffage indirect produit les électrons nécessaires au fonctionnement. La partie inférieure de cette cathode comporte une grille et une plaque. Cette dernière présente un ou plusieurs prolongements qui sont, en fait, des électrodes de déviation du faisceau cathodique.

La partie supérieure de la cathode entre dans une cupule métallique recouverte d'une couche luminescente qui constitue l'écran relié au pôle positif de la tension anodique.

Le montage est indiqué figure 277.

Lorsque la grille est à la même tension que la cathode, il y a un fort courant de plaque. Il y a donc une chute de tension importante dans la résistance de 2 mégohms. En conséquence, la plaque est fortement négative par rapport à l'écran. Il en résultera que les électrons seront fortement déviés (fig. 278 *a*) et qu'il y aura une large zone *ab* dans laquelle ils ne pourront atteindre l'écran. Il y aura donc un secteur sombre sur l'écran.

Mais si nous appliquons une tension négative sur la grille, l'intensité anodique diminue et, en conséquence, la chute de tension dans la résistance 2  $\Omega$ . La répulsion électronique diminue. La zone d'ombre se rétrécit (*a' b'* fig. 278*b*). Enfin, pour une tension négative de grille encore plus

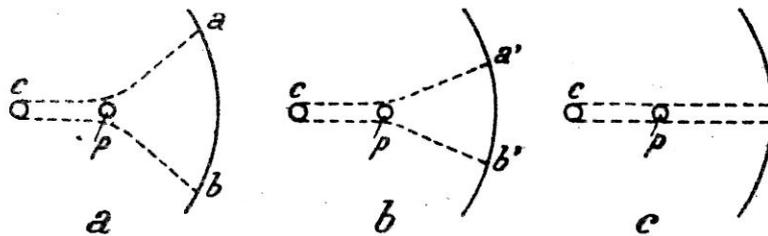


Fig. 278.

grande; il y a suppression du courant anodique et *p* est à la même tension que l'écran. Il n'y a plus répulsion et l'écran tout entier est lumineux.

On peut construire le système de telle sorte qu'il y ait un seul secteur lumineux (œil magique) ou une série (trèfle cathodique).

On peut aussi prévoir deux anodes différentes de manière à avoir deux systèmes de déviation de sensibilité différente, l'un utilisable pour les émissions puissantes, l'autre pour les émissions faibles.

Enfin, le système de déviation peut-être relié non pas à la plaque, mais à la grille écran, celle-ci étant simplement montée avec une résistance série (tubes à caractéristiques basculantes). De la sorte, le tube sert à la fois d'amplificateur et d'indicateur visuel d'accord.

## APPENDICE

### I. Rayons positifs. Spectrographe de masse. Isotopes.

Nous avons indiqué, dans le paragraphe, qu'il était facile de mettre en évidence le bombardement cathodique par les ions positifs, dans un tube à gaz raréfié. Il suffit de percer des trous dans la cathode et de prévoir, dans le tube, un espace suffisant à l'arrière de celle-ci.

On voit alors les rayons positifs sous forme d'une faible luminescence. Les rayons dits « positifs » peuvent, eux aussi, être déviés par un champ électrique et par un champ magnétique, mais ces déviations ont lieu en sens inverse des déviations électroniques. Nous avons indiqué comment des mesures simples permettent de déterminer :

- a) le rapport  $\frac{e}{m}$  de la masse du corpuscule à la charge.

b) La vitesse.

c) D'autres mesures permettent de trouver la charge qui est de *signe contraire* et égale à celle de l'électron. On trouve aussi parfois qu'elle est égale à un multiple de  $e$ . Cela ne doit pas nous étonner. Il s'agit alors d'un atome qui a perdu non pas un seul, mais plusieurs électrons.

De ces mesures diverses on peut évidemment déduire la masse atomique  $M$  de l'élément qui existe dans l'atmosphère du tube. Les chiffres ainsi trouvés correspondent rigoureusement à ceux que permettent de déterminer les méthodes physico-chimiques habituelles.

Bien mieux, les méthodes chimiques conduisaient à la mesure de certains chiffres qui n'étaient pas en accord exact avec la théorie atomique. Ainsi, la masse atomique du Chlore, déterminée par les méthodes habituelles est de 35,45 environ — alors que la théorie admise exigeait qu'elle soit un nombre entier. L'examen des rayons positifs a permis de constater que ce qu'on considérait comme le chlore était en réalité *un mélange* de deux corps ayant des propriétés physiques identiques et dont les masses atomiques étaient, en réalité, 35 et 37. Cette remarque permet également d'expliquer pourquoi les chiffres trouvés par des expérimentateurs différents ne s'accordaient pas exactement. La proportion du mélange des deux *isotopes* peut varier suivant l'origine de l'échantillon.

La méthode du spectrographe de masse a permis de séparer nettement tous les isotopes qui sont très nombreux pour certains corps. On a pu, ainsi, en séparer 8 pour l'étain.

Un autre avantage de cette méthode est de permettre des mesures précises, même quand on ne dispose que de quelques atomes.

## II. Ondes associées aux électrons.

Il serait un peu simpliste de se représenter un rayon cathodique comme un simple défilé d'électrons, analogue au groupe de plombs que tire un fusil de chasse, par exemple.

La théorie de la mécanique ondulatoire prévoit que chaque corpuscule est accompagné par une *onde associée*. Nous retrouvons là la symétrie absolue avec ce que nous avons exposé à propos du rayonnement (voir §§ 7 et 8).

## III. Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques.

### Théorie d'Einstein.

La relation qui permet de connaître la vitesse des électrons dans un tube à rayons cathodiques a été établie au paragraphe. Nous avons trouvé :

$$v = \sqrt{2 \frac{e}{m} V}$$

avec  $\frac{e}{m} = 1,77 \cdot 10^7$  unités électromagnétiques (rapport de la masse à la charge de l'électron).

$V$  = tension d'accélération.

D'après cette formule, il semble qu'il soit possible de communiquer aux électrons une vitesse aussi grande qu'on le désire. Les tensions de quelques millions de volts qu'on peut obtenir aujourd'hui, correspondraient ainsi à *des vitesses supérieures à celle de la lumière*. Il y aurait ainsi contradiction avec la théorie de la relativité (Einstein) qui prévoit qu'il est impossible de communiquer à des corpuscules, ou même à des rayonnements, une vitesse supérieure à celle de la lumière.

En réalité, il n'en est rien. La même théorie prévoit que la masse d'un corps est

fonction de sa vitesse. Si  $m_0$  est la masse au repos, la masse  $m_v$  correspondant à une vitesse  $v$  est donnée par l'expression :

$$m_v = \frac{m_0}{\sqrt{1 - \frac{v^2}{c^2}}}$$

$c$  étant la vitesse de la lumière.

On voit d'après cela que  $m_0$  tend vers l'infini quand la vitesse tend vers celle de la lumière. Il est facile de vérifier que la masse en mouvement ne diffère *pratiquement* de la masse au repos que pour des vitesses déjà considérables (plusieurs dizaines de milliers de km-seconde). On s'explique ainsi que cette augmentation de masse ait pu si longtemps passer inaperçue. La correction à introduire pour les vitesses usuelles est absolument négligeable. Mais il n'en est plus de même dans un tube à rayons cathodiques. On a pu vérifier que la masse apparente des électrons suit la loi indiquée plus haut, si bien que précisément, au lieu de les mettre en échec, les expériences faites sur les rayons cathodiques sont venues vérifier avec précision les théories modernes.

Voici, d'ailleurs, d'après Stinchfield, les vitesses des électrons pour quelques chutes de tensions :

Volts	km/s.	Volts	km/s.	Volts	km/s.	Volts	km/s.
1	595	50	4.210	1.000	18.800	100.000	164.000
5	1.330	100	5.950	10.000	58.600	1.000.000	284.000
10	1.880	500	13.300				

L'erreur donnée par la formule est inférieure à 0,5 % au-dessous de 300 volts.

#### IV. Microscope électronique.

Une application un peu inattendue des rayons cathodiques a été faite sous le nom de *microscope électronique*. On sait qu'il est impossible d'augmenter le grossissement au delà de certaines limites. Mais cette limitation n'existe pas si on remplace les rayons lumineux par des rayons cathodiques. La source de lumière est remplacée par une cathode. Les diverses lentilles sont remplacées par des bobines produisant des champs magnétiques convenables. Il y a ainsi une bobine *condensateur*, une bobine *objectif*, une bobine *oculaire* qui projette l'image virtuelle formée sur un écran luminescent ou directement sur une plaque photographique.

Une grosse difficulté, c'est que l'objet à examiner doit présenter des différences d'opacité aux rayons cathodiques. D'autre part, il est soumis à un bombardement électronique qui le détruit rapidement. Cette technique n'a point dit son dernier mot, on envisage dès aujourd'hui, la possibilité de pouvoir construire des instruments donnant des grossissements linéaires de 40 à 50.000.

#### V. Concentration dans le tube à rayons cathodiques.

Les trajectoires électroniques d'un faisceau, primitivement parallèles, sont soumises à deux actions opposées : 1° elles tendent à s'écarter parce qu'elles constituent des charges électriques de même signe (loi de Coulomb); 2° elles tendent à se rapprocher en vertu d'une action électromagnétique. En effet, deux courants parallèles de même sens s'attirent. La première action est indépendante de la vitesse des électrons. La seconde dépend de l'intensité de courant et, en conséquence, de la vitesse.

On peut montrer que les deux actions s'équilibreraient exactement s'il était possible de communiquer aux électrons une vitesse égale à celle de la lumière. Ce résultat est, naturellement, impossible à obtenir (théorie de la relativité). Toutefois, la répulsion résultante tend à devenir d'autant plus faible que la vitesse électronique est plus grande, c'est-à-dire qu'une tension plus élevée est appliquée sur l'anode. Cela explique pourquoi la concentration est meilleure quand on augmente la tension anodique.

## CHAPITRE XIX

### LA TÉLÉVISION

**368. Généralités.** — Entre la transmission d'une image et celle d'un son, il existe une différence fondamentale très importante. Alors qu'un son est un phénomène étendu *dans le temps*, une image est un phénomène étendu *dans l'espace*. Tous les points d'une image se *forment simultanément* sur notre rétine.

Si nous considérons qu'une image est faite d'un certain nombre de points, il semble donc que la télévision ne puisse exister qu'à condition de transmettre simultanément *tous les points* de l'image.

Toutefois, un phénomène physiologique permet d'apporter une correction à cet examen trop absolu. Lorsque notre rétine a été impressionnée par une image, elle conserve la sensation pendant un temps appréciable : c'est le phénomène de la *persistance des impressions rétiniennes*. C'est grâce à lui que le cinématographe et la télévision sont possibles.

Dans le cinématographe, on projette sur l'écran des images successives. La mémoire physiologique de la rétine relie ces images entre elles et en fait un déroulement ininterrompu. Mais la projection de tous les points d'une image est encore simultanée.

En télévision, ce système ne pourrait être envisagé que si chaque point de l'image était transmis par un émetteur séparé. Or, on a reconnu que pour obtenir une bonne image, il fallait la diviser en plusieurs dizaines de milliers de points. Le système est donc impraticable.

On profitera encore de la mémoire rétinienne. Une image sera formée par une série de points *transmis successivement*. On peut déjà se douter que cette exploration de l'image devra se faire avec une rapidité extraordinaire.

En effet, pour que l'œil ait la sensation d'un mouvement continu il est nécessaire de transmettre au moins 25 images par seconde. Cela donne donc un maximum de  $1/25$  de seconde pour la transmission d'une image, comportant des dizaines de milliers de points. Encore cette durée

est-elle plus réduite parce qu'il est nécessaire de transmettre aussi des signaux dits de *synchronisation*.

**369. Analyse et définition de l'image.** — Puisqu'il s'agit de transmettre *successivement* tous les points de l'image, il faut adopter une méthode de division. Tous les systèmes semblent avoir adopté aujourd'hui la division en lignes légèrement obliques sur l'horizontale. On commence, par exemple, l'exploration de A en B (fig. 279) puis, on reprend de C en D, de E en F, etc...

Quand l'image est entièrement explorée (YZ) on recommence au point A de l'image suivante.

Dans certains systèmes dits « interlignés » ou à « lignes entrelacées », l'image suivante n'est pas explorée de la même manière. On fait en sorte que les lignes d'exploration viennent s'intercaler entre les premières.

Il est facile de comprendre qu'une image sera d'autant meilleure et comportera d'autant plus de détails que l'exploration comportera plus de lignes. On dira alors que la *définition* du système est plus grande. Chaque ligne est un renseignement qu'on fournit pour reconstituer l'image; plus le nombre en sera grand et plus l'image sera bonne. Mais chaque renseignement complique aussi les difficultés de la transmission.

Dans les premiers essais de télévision, l'image a été découpée en 30 lignes. La reproduction était alors tout à fait insuffisante. On passa successivement à 60, 120, 180, 360 lignes.

A l'heure actuelle, les transmissions anglaises utilisent une définition de 405 lignes entrelacées, les émissions allemandes ont adopté 441 lignes, certaines émissions françaises 455 lignes, d'autres 441, d'autres 375, etc... Ces divergences entre les standards montrent bien que l'heure des recherches expérimentales n'est pas close mais aussi que l'emploi d'une haute définition s'est imposé.

**370. Nombre de points et fréquence.** — Les renseignements qu'il s'agit de transmettre pour reconstituer un point de l'image sont de deux sortes :

- a) il faut *situer* le point sur l'écran;
- b) il faut définir son *intensité* lumineuse. Nous avons déjà indiqué qu'au renseignement « spatial » on avait substitué un renseignement *dans le temps*. Pratiquement, nous saurons que le point P (fig. 279) est transmis un certain temps, très court, d'ailleurs, après le commencement de transmission de l'image.

Un signal spécial dit de *synchronisation* nous avertira du commencement

dé l'image. Nous saurons donc à quel moment sera transmis le point P. L'intensité du courant, à ce moment-là, nous permettra de fixer son intensité lumineuse.

En réalité, cette mesure du temps se fait automatiquement. Il suffit que le balayage de l'image à l'émission commande automatiquement et, en synchronisme, le balayage de l'écran à la réception.

Le premier renseignement sur chaque point étant déterminé il reste

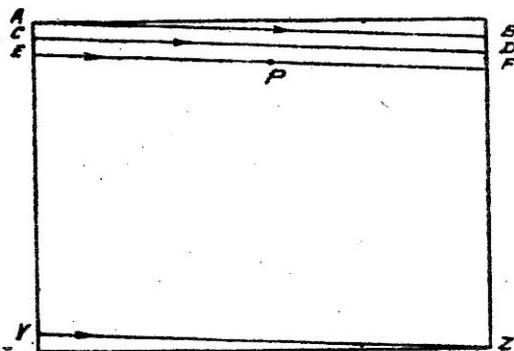


Fig. 279.

à fixer le second. Il est simple de définir son intensité lumineuse par l'amplitude de la tension reçue à ce moment-là. La variation de brillance se traduira donc, en définitive, par la modulation de l'émission, en amplitude.

Il est relativement facile de déterminer la largeur de bande produite par la modulation de courants téléphoniques. Un artifice simple va nous permettre de calculer cette largeur dans le cas de la télévision.

Considérons tous les points d'une image. Leur éclat ou leur brillance oscille entre deux extrêmes dont l'un est le noir, ou l'absence complète de lumière, et l'autre le blanc pur. La variation entre deux points consécutifs peut être faible ou grande. Le cas extrême sera évidemment celui qui correspondra au passage sans transition du noir au blanc.

Le nombre de points dans le sens vertical est déterminé par le nombre de lignes. Il est logique de considérer que la définition horizontale est la même. Cela nous permet de calculer facilement le nombre de points d'une image.

Soit  $N_l$  le nombre de lignes. Si  $l$  est la largeur de l'image et  $L$  la longueur, on a évidemment :

$$p = \frac{N_l \times N_l \times L}{l} \quad \text{ou} \quad \frac{N_l^2 L}{l}$$

Le cas extrême, le maximum de difficultés de transmission, qui demandera le maximum de « renseignements » sera évidemment celui où tous

les points successifs seront aussi différents que possible les uns des autres. L'image serait, dans ce cas, un damier à carreaux noirs et blancs, comportant autant de cases qu'il y a de points à transmettre.

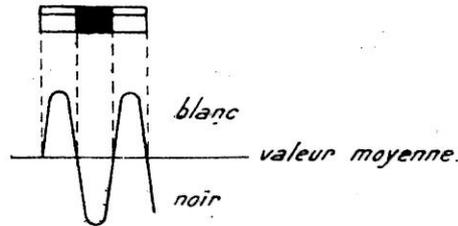


Fig. 280.

Par convention, au-dessous d'une certaine amplitude nous obtiendrons du *noir* et au-dessus de cette valeur moyenne, du *blanc*. Il résulte de cette observation qu'une seule période de modulation suffira pour transmettre deux carrés successifs (fig. 280).

Dans ce cas extrême, le nombre de périodes pour transmettre une image sera donc :

$$\frac{N_i^2 L}{2l}$$

Et s'il y a  $N_i$  images par seconde, nous aurons en une seconde :

$$\frac{N_i \times N_i^2 \times L}{2l} \text{ périodes /seconde.}$$

Avec les définitions actuelles on arrive à des bandes de fréquences d'une largeur considérable.

Si nous appliquons la formule précédente au cas d'une transmission définie à 450 lignes, avec 25 images à la seconde et un rapport de 4/5 des deux dimensions nous trouvons une largeur d'environ 3.500.000 c/s ou si, l'on préfère, 3.500 kilocycles. Si l'onde porteuse choisie était de 75 mètres ou 4.000 kc/s, la bande latérale inférieure couvrira de 4.000 à 500 kc/s c'est-à-dire qu'elle couvrirait *toute la gamme des ondes moyennes*. Cela montre bien l'impossibilité d'utiliser les gammes normales. Il est juste d'ajouter que nous avons choisi un cas extrême et qu'une telle image ne se présente jamais dans la réalité. Des essais systématiques ont montré qu'on pouvait réduire d'environ 25 % le chiffre trouvé par la formule précédente. La bande de fréquences n'en est pas moins considérable.

### 371. Méthodes mécaniques d'exploration. Disque de Nipkow.

— La plus ancienne méthode est celle du *disque de Nipkow* qui est un

disque opaque percé de trous disposés suivant une spirale (fig. 281). Chaque trou décrit donc un arc de cercle sur l'image et la lumière est transmise à une cellule photo-électrique intercalée entre l'image et le disque. Lorsqu'un trou a terminé sa trajectoire, celle du trou suivant commence la ligne suivante. Le nombre de trous détermine donc le

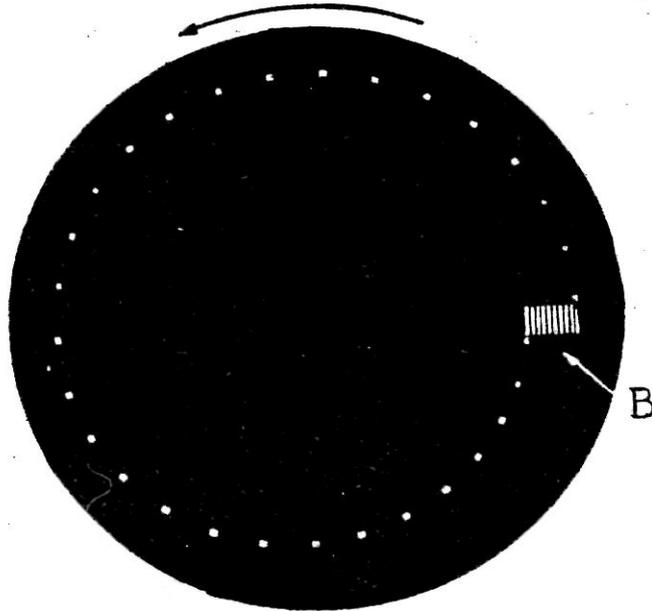


Fig. 281.

nombre de lignes et le nombre de tours du disque, le nombre d'images par seconde.

On augmente le rendement lumineux en remplaçant les trous par des lentilles convergentes.

Il est facile de voir qu'on arrive rapidement à des dimensions prohibitives quand il s'agit d'une très grande définition. D'autre part, la luminosité est toujours faible. Le sujet doit être violemment éclairé. Cela permet de comprendre que si le système est encore applicable pour transmettre l'image d'un film, il est presque impraticable quand il s'agit de transmettre directement une scène.

Une méthode dérivée est celle du *Flying spot* qui en est, en quelque sorte, la réciproque. Au lieu d'éclairer violemment tous les points du sujet, on éclaire un seul point à la fois. C'est la lumière de la source qui passe à travers le disque et qui se déplace sur le sujet, en explorant. La ou les cellules reçoivent la lumière diffusée par le point transmis. Le résultat est identique, mais le sujet n'est pas incommodé par la violence de l'éclairage.

Au lieu d'un disque, on peut employer des miroirs tournants ou vibrants,

ou des lentilles disposées convenablement sur un tambour (Telefunken). Certaines de ces méthodes sont encore employées pour la transmission de télécinéma. Toutefois elles sont de plus en plus remplacées par les méthodes d'exploration purement électriques quand il s'agit de scènes directement transmises.

**372. Emploi de l'iconoscope.** — *L'Iconoscope*, véritable rétine électrique a été mis au point dans les laboratoires américains par *Zworykin*. La partie active de l'appareil est constituée par une mosaïque de cellules photoélectriques, combinées avec un tube à rayons cathodiques.

La rétine de l'iconoscope est une plaque mince de mica argentée sur une face seulement ; sur l'autre face, il y a une mosaïque de petites sphères d'argent déposées par voie chimique. Ces boules sont recouvertes de caesium pour les sensibiliser photo-électriquement. Chacune d'elles constitue, en somme, une cellule photoélectrique en miniature dont la boule serait la cathode et la plaque argentée l'anode. De plus, les deux électrodes de chacun des éléments constituent également une minuscule condensateur dont le mica est le diélectrique.

Sur cette plaque, on projette l'image à transmettre, exactement comme on projette une image à photographier sur une pellicule sensible. Il suffit, pour cela, d'un objectif photographique.

Sous l'influence des radiations lumineuses, chacune des boules perd des électrons (effet photoélectrique) en nombre proportionnel à l'intensité de la lumière. En conséquence, une différence de potentiel naît entre les deux électrodes et le condensateur se charge plus ou moins, suivant l'éclairement.

L'exploration de l'image consistera précisément à décharger successivement tous ces condensateurs élémentaires. L'agent provoquant la décharge est un rayon cathodique dont on commande électriquement le balayage horizontal et vertical par des tensions en dents de scie de forme et de fréquence convenables.

Le schéma de principe d'un émetteur à iconoscope est donné figure 282. La déviation du rayon est provoquée par voie magnétique parce que cette méthode permet de commander le rayon dans les deux sens, *au même point de trajectoire*.

Le grand avantage du système, c'est que l'image est projetée d'une manière constante sur les éléments sensibles. Dans l'intervalle de deux explorations successives, les condensateurs élémentaires ont le temps de se charger.

La sensibilité du système est de plusieurs milliers de fois plus grande

que celle des systèmes mécaniques. Elle permet de transmettre des scènes de plein air en l'absence de soleil, par simple lumière diffusée.

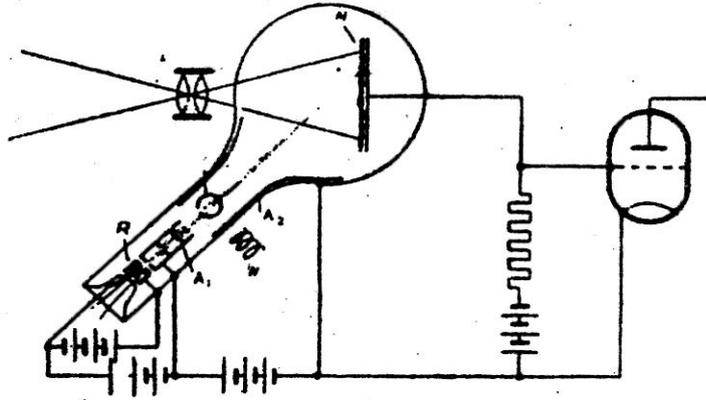


Fig. 282.

**373. Système Farnsworth.** — Un autre système a été expérimenté en Amérique mais on manque de précision sur les détails de réalisation. Nous nous bornerons à en citer le principe.

Quand un rayon lumineux tombe sur une surface photo-sensible, celle-ci émet des électrons en nombre proportionnel à l'éclairement (supposé monochromatique). Si nous projetons une image sur une cathode photo-sensible, chacun des points de la cathode émettra des électrons, dans une direction perpendiculaire à sa surface, en nombre proportionnel à l'éclairement. Nous aurons ainsi, dans l'espace, une véritable image électronique de la scène.

Mais toutes ces trajectoires électroniques sont des rayons cathodiques de faible intensité. On peut les dévier à volonté à l'aide de champs électriques ou magnétiques. En particulier, en utilisant deux champs électriques rectangulaires on pourra déplacer cette image électronique de manière à faire défiler tous ses points devant une très petite ouverture donnant accès vers une anode.

Le courant anodique traduira ainsi successivement l'intensité d'éclairage de chacun des points de l'image.

Ce système est beaucoup moins sensible que celui de Zworykin. Les courants ainsi obtenus seraient beaucoup trop faibles *même pour pouvoir être amplifiés*. L'inventeur a eu recours pour tourner la difficulté à un amplificateur dit *multiplicateur d'électrons*. Lorsqu'ils ont pénétré dans la chambre anodique (fig. 283) les électrons sont soumis à un champ alternatif à très haute fréquence (50.000 kc/s ou 50 mégacycles) ils vont heurter une cathode recouverte de caesium et provoquent ainsi l'émission d'électrons secondaires; ceux-ci, lors de l'alternance suivante sont

renvoyés vers une autre cathode identique. Il y a ainsi multiplication des électrons produits. Le « gain » obtenu serait de l'ordre de 50.000.000.

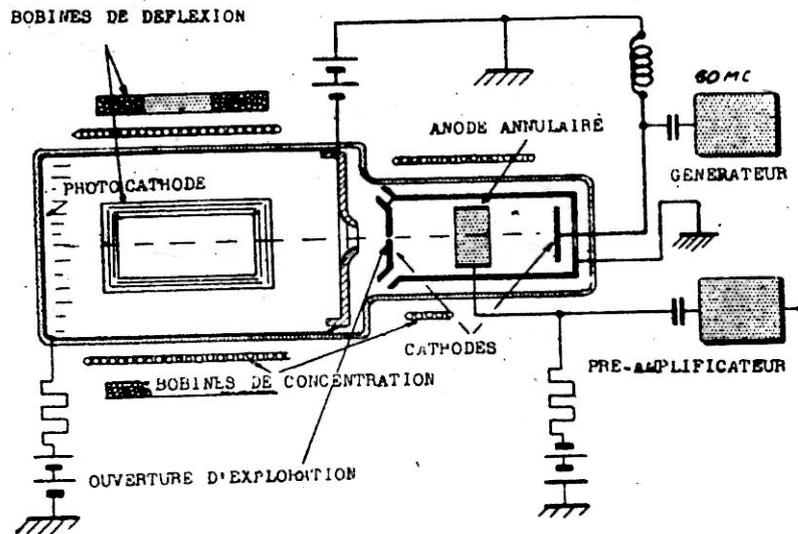


Fig. 283.

**374. Émetteur complet.** — Nous sommes maintenant en mesure de décrire très sommairement une installation complète. Les courants photoélectriques provenant de l'exploration de l'image servant à moduler en amplitude les oscillations d'un émetteur. Mais il faut prévoir les dispositifs nécessaires pour permettre la synchronisation du récepteur. Après chaque ligne, l'émission des signaux « vision » est interrompue pour permettre :

a) L'émission d'un signal de synchronisation.

b) Le retour du dispositif d'exploration au début de la ligne suivante.

Une certaine profondeur de modulation correspond au « noir ». Selon les systèmes, ce noir correspond à un maximum ou un minimum d'amplitude. Les signaux de synchronisation ont une amplitude qui correspond à du « plus noir que le noir ».

Après chaque image, un intervalle plus long est observé (de l'ordre de 10 lignes en général) pendant lequel est envoyé un autre signal de synchronisation.

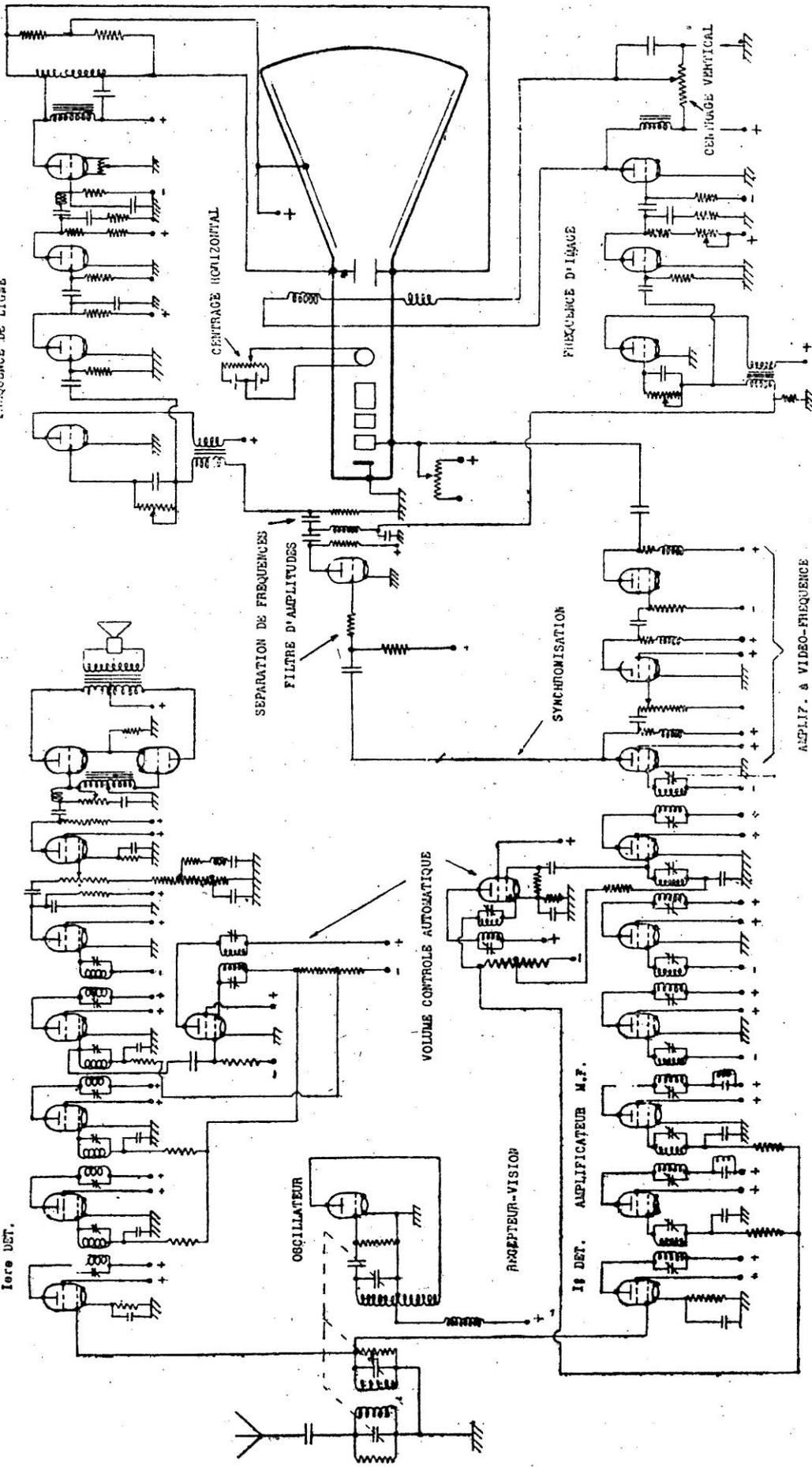
Toutes ces caractéristiques varient d'ailleurs légèrement d'un système à l'autre.

**375. Station réceptrice. Généralités.** — Le système le plus généralement utilisé est aujourd'hui le tube à rayons cathodiques. Les systèmes mécaniques mettant en jeu des miroirs ou des disques sont pratiquement inapplicables quand il s'agit de systèmes à haute définition.

L'image est formée sur l'écran du tube. Il en résulte que ses dimensions

RECEPTION DU S.O.P.  
1ere DET.

FRÉQUENCE DE LIGNE



AMPLIF. & VIDEO-FRÉQUENCE

Fig. 284.

sont nécessairement réduites. En pratique, il est difficile de dépasser un diamètre de 20 à 22 centimètres, ce qui limite les dimensions de l'image à 18 centimètres environ.

Certains tubes cathodiques spéciaux ont été construits pour permettre d'obtenir une image assez lumineuse pour être projetée sur un écran de grandes dimensions.

**376. Principe du récepteur.** — Rappelons que l'émission rayonnée comporte :

a) Une modulation en amplitude correspondant aux différents points de l'image.

b) Des signaux rythmés correspondant à chacune des lignes d'exploration.

c) D'autres signaux correspondant à chacune des images.

Les tensions à haute fréquence captées par l'antenne sont amplifiées *en tenant compte qu'elles occupent une bande de fréquence extrêmement large*. Il ne peut donc pas être question de réaliser des appareils sélectifs. D'autre part, les tensions obtenues après détection ne sont pas des tensions à fréquence téléphonique, mais à *vidéo-fréquence*. Leur fréquence comporte non seulement les fréquences audibles, mais s'étend jusqu'à plusieurs millions de périodes par seconde.

Parmi ces tensions, des filtres d'amplitudes doivent sélectionner les signaux de synchronisation qui sont généralement des impulsions rectangulaires.

Le « spot lumineux » est la tache produite par le rayon cathodique sur l'écran. Nous avons vu qu'on peut régler son intensité en agissant sur la tension de Wehnelt. Le courant à vidéo-fréquence est appliqué sur cette électrode. Ainsi on obtient la modulation d'intensité.

Il faut encore situer le point lumineux dans l'espace. Le balayage est assuré par deux générateurs de tensions en dents de scie qui peuvent être des tubes-relais ou des systèmes utilisant des tubes à vide.

Les signaux de synchronisation servent à imposer à ces générateurs la fréquence convenable.

Il faut naturellement prévoir un autre récepteur indépendant pour recevoir le « son » correspondant au programme.

A titre indicatif, nous donnerons, figure 284, le schéma de principe d'une installation complète. Ce schéma ne comporte pas les dispositifs d'alimentation.

La nécessité absolue d'utiliser des ondes ultra-courtes (entre 6 et 7 m.) limite considérablement la portée utile.

# TABLE DES MATIÈRES

## PREMIÈRE PARTIE

### RAYONNEMENT ET CIRCUITS

#### CHAPITRE PREMIER

##### Rayonnements et courants de haute fréquence.

	Pages.
1. — Les Catégories de rayonnement électromagnétique .....	9
2. — Historique rapide des connaissances sur le rayonnement .....	12
3. — Les anciennes théories : Émission. Ondulations .....	13
4. — Effet photo-électrique .....	14
5. — L'Effet Compton .....	16
6. — L'Ether lumineux .....	16
7. — Ondes et corpuscules .....	17
8. — Idées modernes sur le rayonnement. Théorie des quanta .....	18
9. — Note résumée sur la nature du rayonnement électromagnétique.....	20

#### CHAPITRE II

##### Propagation du rayonnement hertzien.

10. — Généralités. Classification du rayonnement hertzien .....	22
11. — Historique résumé de la découverte des ondes hertziennes .....	23
12. — L'ère des ondes courtes .....	25
13. — Comment on en vint à utiliser les ondes courtes .....	26
14. — Avantages des ondes courtes .....	28
15. — Propagation en fonction de la longueur d'onde et de la distance. Généralités .....	29
16. — Propagation des ondes longues .....	29
17. — Propagation des ondes moyennes .....	29
18. — Propagation des petites ondes .....	30
19. — Distance .....	33
20. — Forme de l'antenne émettrice .....	34
21. — Longueur d'onde .....	34
22. — Facteurs géographiques .....	34
23. — Conditions de propagation .....	35
24. — Interaction de rayons hertziens. Effet « Luxembourg » .....	35
25. — Propagation des ondes intermédiaires .....	36

	Pages.
26. — Propagation des ondes courtes.....	36
27. — Anomalies de propagation. Influence de la saison. Conditions anormales.	38
28. — Évanouissements. Scintillations. Fading sélectif .....	40
29. — Les échos « tour du monde ».....	43
30. — Les échos retardés .....	45
31. — Propagation des ondes très courtes .....	45
32. — Propagation des ondes ultra-courtes .....	45
33. — Indications résumées sur la propagation en fonction de la fréquence...	46
34. — Généralités théoriques sur la propagation .....	47
35. — Les hypothèses de la diffraction et de la réfraction optique .....	48
36. — Hypothèse de Kennely-Heaviside. Ionosphère .....	49
37. — La Couche d'Appleton .....	49
38. — Rôle et nature de la réfraction ionique .....	50
39. — Influence de l'agitation moléculaire .....	50
40. — Rôles des deux couches ionisées .....	51
41. — Variations saisonnières .....	52
42. — Explication des phénomènes d'évanouissement .....	53
43. — Faible distance .....	53
44. — A distance un peu plus grande .....	53
45. — A très grande distance .....	54
46. — Zones de silence. Explication des anomalies de propagation des ondes courtes .....	54
47. — Expérience d'optique .....	55
48. — Effet Luxembourg .....	57
49. — Vérifications expérimentales .....	58
50. — Méthode de Breit et Tuve .....	58
51. — Méthode d'Appleton .....	60
52. — Les causes d'ionisation .....	61
53. — Explication des échos retardés .....	61

## APPENDICE DU CHAPITRE II

I. — Étude mathématique de la réfraction ionique .....	62
--	----

## CHAPITRE III

**Théorie de la production du rayonnement.**

54. — Généralités .....	65
55. — Transformation du courant en rayonnement .....	66
56. — Utilisation de courants de haute fréquence .....	68
57. — Influence de la fréquence .....	69
58. — Influence du radiateur d'onde .....	71
59. — Antenne demi-onde .....	72
60. — Antenne quart d'onde .....	73
61. — Excitation des antennes. Couplage .....	74
62. — Hauteur effective .....	74
63. — Rendement d'une antenne émettrice.....	75
64. — Résistance de rayonnement .....	76
65. — Constantes pratiques des antennes quart d'onde .....	76
66. — Cas d'une antenne isolée du sol .....	77
67. — Antennes diverses. Antennes dirigées .....	77

## APPENDICE DU CHAPITRE III

I. — Hauteur de rayonnement d'une antenne .....	79
---	----

## CHAPITRE IV

## Étude théorique du Circuit oscillant émetteur.

	Pages.
68. — Généralités .....	80
69. — Décharge oscillante .....	82
70. — Amortissement critique .....	84
71. — Décharge apériodique .....	84
72. — Charge oscillante du condensateur .....	85
73. — Facteurs agissant sur l'amortissement d'un circuit. Décrément. Facteur de surtension. Constante de temps .....	85
74. — Relations entre les constantes d'amortissement .....	87

## APPENDICE DU CHAPITRE IV

I. — Équation de la décharge du condensateur dans un circuit comportant self-induction et capacité .....	88
II. — Décrément logarithmique d'un circuit .....	90
III. — Utilisation pratique de la formule de Thomson .....	90

## CHAPITRE V

## Ondes amorties. Ondes entretenues. Ondes modulées.

75. — Généralités .....	92
76. — Production de trains d'ondes amorties .....	92
77. — Émetteurs à étincelles ou à éclateurs .....	93
78. — Rôle et influence de l'étincelle .....	94
79. — Émissions ronflées. Émissions musicales .....	95
80. — Oscillations entretenues .....	96
81. — Alternateurs haute fréquence .....	97
82. — Entretien d'oscillations .....	97
83. — Notion de résistance négative .....	99
84. — Utilisation d'un arc voltaïque .....	101
85. — Émetteurs à tubes électroniques .....	102
86. — Générateurs auto-entretenus .....	103
87. — Émetteurs avec oscillateur pilote .....	103
88. — Stabilisation par quartz .....	104
89. — Ondes modulées radiotéléphoniques .....	105
90. — Modulation en amplitude .....	105
91. — Étude mathématique .....	107
92. — Bandes de modulation .....	108
93. — Conséquences. Récepteurs sélectifs .....	109
94. — Profondeur de modulation .....	110
95. — Remarques pratiques sur la profondeur de modulation .....	110
96. — Modulation en fréquence .....	111

## APPENDICE DU CHAPITRE V

I. — Valeur efficace des éléments des oscillations amorties .....	112
II. — Puissance d'une émission modulée .....	112
III. — Émission sans onde porteuse .....	113
IV. — Suppression d'une seule bande de modulation .....	113
V. — Modulation avec porteuse commandée .....	113
VI. — Taux de modulation et nuances musicales. Aplatissement des contrastes .....	114
VII. — Réalité des bandes de modulation. Sténode radiostat .....	114

## CHAPITRE VI

**Réception. Circuit oscillant. Récepteur. Sélectivité. Couplage.**

	Pages.
94. — Généralités .....	115
95. — Circuit accordé récepteur .....	115
96. — Courbe de résonance .....	116
97. — Équation d'une courbe de résonance .....	117
98. — Facteur de sélectivité .....	118
99. — Largeur de bande passante .....	119
100. — Mesure graphique du coefficient de surtension .....	120
101. — Couplage des circuits .....	121
102. — Modes de couplage .....	122
103. — Aperçu du problème général .....	123
104. — Cas de deux circuits identiques. Filtre de bande .....	125
105. — Voisinage du couplage critique .....	128
106. — Cas du couplage statique. Couplage mixte .....	130

## APPENDICE DU CHAPITRE VI

Facteur de sélectivité de plusieurs circuits identiques faiblement couplés.	131
---	-----

## CHAPITRE VII

**Le principe des récepteurs. Détection. Détecteurs.**

107. — Généralités. Hauteur effective d'une antenne de réception .....	132
108. — Nécessité de la détection .....	132
109. — Le détecteur-redresseur théorique .....	133
110. — Le détecteur-redresseur pratique .....	134
111. — Problème général de la détection .....	136
112. — Détection quadratique ou square law. Influence de R .....	138
113. — Élimination des composantes à haute fréquence .....	139
114. — Détection linéaire.....	139
115. — Caractéristiques statiques et dynamiques.....	141
116. — Profondeur de modulation. Amplitude et distorsion .....	142
117. — Effet de démodulation .....	143
118. — Détecteurs anciens .....	143
119. — Détecteurs à cristaux .....	144
120. — Détecteurs à oxydes .....	144
121. — Tube détecteur diode .....	145
122. — Détection des ondes entretenues. Ticker. Méthode hétérodyne .....	146
123. — Avantages de la méthode hétérodyne.....	146
124. — Nécessité de l'amplification .....	147
125. — Amplification haute fréquence et basse fréquence .....	148

## APPENDICE DU CHAPITRE VII

Hauteur effective d'une antenne réceptrice .....	148
--	-----

## DEUXIÈME PARTIE

## LES TUBES A PLUSIEURS ÉLECTRODES

## CHAPITRE VIII

## Le tube diode.

	Pages.
126. — Vaporisation d'électrons. Effet Edison .....	151
127. — Charge d'espace .....	152
128. — Effet d'une tension positive sur la plaque. Intensité de saturation ..	153
129. — Facteurs agissant sur l'intensité du courant de saturation .....	154
130. — Expression mathématique de l'intensité anodique. Loi de Langmuir.	155
131. — Effet Schottky .....	156
132. — Les différentes cathodes .....	156
133. — Résistance intérieure du tube diode .....	158
Appendice du chapitre VIII .....	159

## CHAPITRE IX

## Le tube triode.

134. — Généralités .....	160
135. — Effet de la grille .....	161
136. — Interprétation électronique .....	161
137. — Action de la grille .....	163
138. — Courant de grille .....	164
139. — Le tube triode est un relais .....	165
140. — Courbes caractéristiques du tube triode .....	165
141. — Caractéristiques ( $i_p/v_g$ ) .....	166
142. — Caractéristiques ( $i_p/v_p$ ) .....	166
143. — Inclinaison ou pente ( $p$ ) .....	166
144. — Résistance intérieure ou impédance ( $R_i$ ) .....	168
145. — Coefficient d'amplification en tension .....	169
146. — Durchgriff .....	170
147. — Relation fondamentale entre $\mu$ , $R_i$ et $p$ .....	170
148. — Variation de $\mu$ , $R_i$ et $p$ .....	171
149. — Sens physique du coefficient $\mu$ .....	171
150. — Sens physiques des coefficients $p$ et $R_i$ .....	172
151. — Étude théorique élémentaire du tube triode .....	172
152. — Régimes de fonctionnement avec grille positive .....	173
153. — Effet dynatron. Résistance négative .....	174
154. — Interprétation électronique. Électrons secondaires .....	175
155. — Note pratique sur l'effet Dynatron .....	176
156. — Amplification par tube Triode .....	176
157. — Amplification ou gain .....	177
158. — Cas où $Z_p$ demeure beaucoup plus petit que $R_i$ .....	178
159. — Point de repos. Point de fonctionnement. Caractéristique dynamique.	179
160. — Pente de la caractéristique dynamique .....	180
161. — Cas d'une charge inductive .....	181
162. — Droite de charge .....	181
163. — Cas d'une charge inductive .....	183
164. — Réaction d'anode .....	184
165. — Influence de la capacité grille-plaque .....	185
166. — Charge anodique inductive .....	186

## CHAPITRE X

## Les tubes multi-électrodes : tétrode, penthode, hexode, etc.

	Pages.
167. — Inconvénients du tube triode.....	187
168. — Le tube tétrode ou à grille écran .....	188
169. — Théorie du tube à grille écran. Diode et triode équivalents.....	189
170. — Caractéristiques des tubes tétrodes.....	189
171. — Valeur des coefficients $R_t$ , $\mu$ et $p$ . Action de la tension d'écran.....	190
172. — Gain en tension fourni par un tube à grille écran.....	191
173. — Intensité de courant de grille écran.....	192
174. — Inconvénients des tubes tétrodes.....	194
175. — Interprétation électronique de la caractéristique $i_p$ , $v_p$ .....	194
176. — Tube penthode. Coefficients. Penthode de puissance.....	195
177. — Défauts de la penthode de puissance .....	198
178. — Principe des tubes à distance critique .....	199
179. — Nécessité de concentrer les rayons électroniques.....	201
180. — Caractéristiques obtenues.....	202
181. — Caractéristiques dynamiques des tubes à résistance interne élevée. Droite de charge .....	203
182. — Tube à pente variable .....	204
183. — Tubes bigrilles .....	207
184. — Tubes hexodes. Heptodes, Octodes, etc .....	208
185. — Tubes combinés .....	208

## CHAPITRE XI

## Redressement des courants alternatifs.

186. — Généralités .....	209
187. — Puissance instantanée fournie par la valve.....	211
188. — Ondulation du courant redressé.....	211
189. — Auto-régulation. Forme de l'ondulation.....	212
190. — Redressement des deux alternances .....	213
191. — Résumé des résultats obtenus par l'analyse précédente .....	214
192. — Signification de la constante $R_t$ .....	214
193. — Signification de la constante $R_i$ .....	215
194. — Surcharge des valves .....	215
195. — Montages doubleurs de tension .....	216
196. — Constantes de fonctionnement d'une valve .....	216
197. — Courbes caractéristiques .....	218
Appendice du chapitre XI .....	219

## CHAPITRE XII

## Amplification en basse fréquence et de puissance. Contre-réaction.

198. — Généralités. Amplification en tension et en puissance.....	220
199. — Problème de l'amplification à basse fréquence en tension.....	221
200. — Variation du gain avec la fréquence.....	222
201. — Liaison par batterie Amplificateur à courant continu.....	223
202. — Gains réalisés pratiquement par des liaisons par résistances.....	224
203. — Liaison par inductance .....	225
204. — Couplage par transformateur .....	226
205. — Elimination de la composante continue .....	228
206. — Couplage par auto-transformateur .....	229
207. — Généralités. Gain en puissance .....	230
208. — Puissance dissipée. Puissance modulée .....	230

	Pages.
209. — Rendement d'un tube de puissance .....	232
210. — Régime ou classe A .....	232
211. — Régime ou classe B .....	233
212. — Régime ou classe C .....	234
213. — Régime B et C avec courant de grille .....	234
214. — Régime AB ou A' .....	234
215. — Charge optimum d'un tube triode en régime A .....	235
216. — Charge optimum d'un tube tétrode ou penthode .....	237
217. — Rendement maximum .....	240
218. — Constantes optima pour les tubes de puissance penthodes ou tétrodes .....	240
219. — Sensibilité d'un tube de puissance .....	241
220. — Les différents types de distorsion .....	241
221. — Facteur ou taux de distorsion non linéaire .....	242
222. — Influence de la résistance de charge sur la distorsion .....	243
223. — Adaptation d'une impédance .....	245
224. — Utilisation de tubes en parallèle .....	247
225. — Montage symétrique ou push-pull. Avantages .....	247
226. — Fonctionnement en régime AB et en régime B .....	249
227. — Caractéristique dynamique composée .....	251
228. — Comparaison entre triode et penthode de puissance .....	252
229. — Généralités. Définitions .....	254
230. — Signification du facteur A .....	255
231. — Effet d'une réaction négative sur le gain .....	256
232. — Limitation de l'amélioration en fréquence .....	256
233. — Amélioration de la fidélité. Réduction des bruits parasites .....	259
234. — Difficultés d'application .....	260
235. — Réaction de courant et réaction de tension .....	260

## CHAPITRE XIII

**Amplification à haute fréquence.**

236. — Généralités .....	263
237. — Liaison par résistance .....	264
238. — Liaison par circuit antirésonnant. Tube triode. Tube penthode ou tétrode .....	264
239. — Liaison par transformateur à primaire aperiodique .....	265
240. — Influence de la capacité grille-plaque. Augmentation des pertes .....	266
241. — Neutrodynation .....	267
242. — Amplification en haute fréquence par tétrode ou penthode. Précautions .....	268
243. — Réglage de l'amplification. Tube à pente variable .....	269
244. — Phénomènes dus à la courbure des caractéristiques. Généralités .....	270
245. — Modulation des tensions parasites .....	271
246. — Mesure et variation du phénomène .....	272
247. — Distorsion de la modulation .....	274
248. — Augmentation de la profondeur de la modulation .....	275
249. — Transmodulation .....	275
250. — Variations des trois phénomènes précédents .....	276

## CHAPITRE XIV

**Détection par tube électronique.**

251. — Généralités ... ..	278
252. — Détection linéaire et quadratique .....	278
253. — Amortissement produit par le détecteur .....	280
254. — Cas des signaux forts .....	281
255. — Cas des signaux faibles .....	282

	Pages.
256. — Réduction de l'amortissement.....	283
257. — Détection symétrique .....	284
258. — Distorsion de détection .....	285
259. — Tubes détecteurs combinés : Duo-diode-triode, duo-diode-penthode....	286
260. — Ancienne détection par condensateur shunté.....	287
261. — Détection dite « de puissance » par la grille.....	288
262. — Détection par la « courbure de plaque » ou « par la plaque ».....	288
263. — Détection plaque dite détection Sylvania.....	290
264. — Voltmètres amplificateurs.....	291

## CHAPITRE XV

### Tubes générateurs d'oscillations entretenues. Émetteurs pilotes. Stabilisation par quartz.

265. — Généralités .....	292
266. — Étude élémentaire.....	292
267. — Étude mathématique élémentaire.....	294
268. — Résistance effective. Résistance négative. Amortissement.....	295
269. — Influence du tube sur la fréquence produite.....	296
270. — Influence du courant de grille.....	296
271. — Quelques montages d'émission.....	297
272. — Stabilité de la fréquence.....	299
273. — Cas de la radiodiffusion et de l'émission en général. Émetteur pilote ....	300
274. — Propriétés des lames de quartz.....	300
275. — Oscillateur à quartz.....	302
276. — Fréquence émise. Puissance. Stabilité. Emploi de tourmaline.....	302
277. — Émetteur à oscillateur pilote .....	303
278. — Oscillateurs à dynatron .....	304
279. — Production d'ondes ultra-courtes .....	305
280. — Oscillations de Barkhausen. Montage Pierret .....	305
281. — Note pratique sur les oscillations de Barkhausen .....	307
282. — Oscillations de relaxation.....	307
283. — Modulation des émetteurs .....	307
284. — Modulation par la grille.....	308
285. — Cas des émetteurs à générateur pilote .....	309
286. — Modulation par la plaque .....	309
287. — Modulation par déphasage .....	310
Appendice du chapitre XV.....	311

## CHAPITRE XVI

### Réaction et superréaction.

288. — Généralités .....	313
289. — Action d'une réaction positive .....	313
290. — Détectrice à réaction. Montage type.....	314
291. — Résistance effective. Influence de R.....	315
292. — Inductance effective .....	315
293. — Indépendance des réglages d'accord et de réaction.....	316
294. — Sélectivité .....	316
295. — Souplesse de la réaction.....	317
296. — Détecteur autodyne .....	319
297. — Généralités .....	319
298. — Principe de la superréaction .....	320
299. — Montage à deux tubes .....	321
300. — Conditions pour un bon fonctionnement .....	322

	Pages.
301. — Avantages et inconvénients.....	322
302. — Utilisation de la superréaction .....	323

## CHAPITRE XVII

## Récepteurs à changement de fréquence.

303. — Généralités. Amplification directe et changement de fréquence.....	325
304. — Principe du changement de fréquence. Strobodyne.....	326
305. — Théorie stroboscopique du changement de fréquence .....	327
306. — Remarques sur le fonctionnement .....	328
307. — Interrupteur électronique .....	328
308. — Fréquence image. Présélection .....	330
309. — Choix de la fréquence de conversion .....	330
310. — Harmoniques de la moyenne fréquence .....	331
311. — Sifflements du récepteur à changement de fréquence .....	331
312. — Aperçu du problème de la monocommande .....	333
313. — Avantages des récepteurs à changement de fréquence .....	335
314. — Généralités .....	336
315. — Montage « double harmonique ».....	337
316. — Montage Tropadyne.....	337
317. — Montage Strobodyne .....	337
318. — Couplage par la cathode .....	338
319. — Couplage par la plaque .....	339
320. — Couplage par une grille écran ou par électrode spéciale .....	340
321. — Utilisation d'un tube spécial. Couplage électronique.....	341
322. — Fonctionnement .....	344
323. — Pente de conversion. Gain de conversion. Résistance interne .....	345
324. — Action de l'amplitude des oscillations locales sur les constantes .....	346
325. — Remarque sur les tubes changeurs de fréquence .....	347
326. — Effet de couplage électronique .....	348
327. — Rayonnement et blocage .....	348
328. — Glissement de fréquence.....	349
329. — Causes du glissement de fréquence .....	350
330. — Effet du parcours électronique .....	351
331. — Tubes triode-hexode. Triode-penthode .....	352
332. — Octodes neutrodynées. Octodes à faisceaux électroniques .....	353
333. — Avantages de cette disposition .....	355
334. — Bruits de fond des amplificateurs (souffle). Agitation thermique.....	355
335. — Effet Schottky. Effet de parcours .....	357
336. — Cas d'un tube changeur de fréquence .....	357
337. — Changement de fréquence par un ou deux tubes .....	358
338. — Influence de la courbure des caractéristiques .....	359

## CHAPITRE XVIII

## Tubes à rayons cathodiques.

339. — Décharge dans les gaz raréfiés .....	360
340. — Nature des rayons cathodiques .....	361
341. — Formation d'électrons secondaires .....	362
342. — Tubes à cathodes incandescentes .....	362
343. — Nécessité de la concentration .....	363
344. — Cylindre de Wehnelt ou grille .....	364
345. — Tubes à gaz. Défauts .....	364
346. — Tubes à vide. Anode de concentration.....	365
347. — Vitesse des électrons dans le tube à rayons cathodiques.....	366

	Pages.
348. — Déviation électrostatique du faisceau.....	367
349. — Déviation magnétique.....	369
350. — Mesure de la vitesse des électrons et du rapport $\frac{e}{m}$ .....	370
351. — Oscillographe à rayons cathodiques. Base de temps.....	371
352. — Sensibilité d'un tube à rayons cathodiques.....	373
353. — Caractéristiques des écrans. Brillance du spot.....	374
354. — Couleur des écrans.....	375
355. — Distorsion de l'image.....	375
356. — Caractéristiques des tubes à rayons cathodiques.....	377
357. — Perturbations extérieures.....	377
358. — Généralités.....	377
359. — Emploi d'un tube luminescent.....	378
360. — Emploi d'un tube relais. Tube à gaz ou Thyatron.....	380
361. — Interprétation électronique.....	380
362. — Autres applications des Thyatrons.....	381
363. — Dispositif à intensité constante. Diode.....	381
364. — 2° Emploi d'un tube penthode.....	382
365. — Synchronisation. Limites de fréquence. Durée de désionisation.....	383
366. — Générateurs de tension en dent de scie par tube à vide.....	384
367. — Tubes pour contrôle d'accord visuel. Trèfle et œil cathodique.....	385
Appendice du chapitre XVIII.....	386

## CHAPITRE XIX

### La Télévision.

368. — Généralités.....	389
369. — Analyse et définition de l'image.....	390
370. — Nombre de points et fréquence.....	390
371. — Méthodes mécaniques d'exploration. Disque de Nipkow.....	392
372. — Emploi de l'iconoscope.....	394
373. — Système Farnsworth.....	395
374. — Émetteur complet.....	396
375. — Station réceptrice. Généralités.....	396
376. — Principe du récepteur.....	398