C. T. R. - 2

Janvier 1940 - 6.000 ex.

MINISTÈRE DE L'AIR

ECOLE TECHNIQUE DE L'ARMÉE DE L'AIR

RADIO-ÉLECTRICITÉ THÉORIQUE

ROCHEFORT-SUR-MER

Imprimerie de l'Ecole Technique de l'Armée de l'Air

Edition 1940

RADIO-ELECTRICITÉ THÉORIQUE

CHAPITRE PREMIER

ONDES ELECTROMAGNETIQUES

Généralités. — Dans ses grandes lignes, une communication par T.S.F. se présente de la façon suivante :

En un point quelconque, on dispose d'un système de conducteurs métalliques (antennes). Par un montage convenable, on fait parcourir ce conducteur par un courant alternatif à très haute fréquence. Ce courant agit sur l'espace environnant et produit un ébranlement (ondes hertziennes), qui se propage dans tous les sens.

En un autre point quelconque existe un autre ensemble de conducteurs. Par un phénomène identique à celui de l'émission, l'onde hertzienne produit, dans les conducteurs, un courant alternatif à fréquence élevée, que les organes récepteurs auront pour objet de rendre perceptibles à nos sens.

Travaux de Maxwell et de Hertz. — Maxwell ne pouvait pas admettre que des actions à distance fussent possibles entre deux points sans qu'elles soient transmises de proche en proche par un milieu intermédiaire.

Les actions électriques, telles que l'induction, ayant lieu dans le vide, ce milieu ne peut être matériel, et il faut donc admettre l'hypothèse d'un milieu servant de support à ce genre de phénomènes, appelé éther.

Hertz voulut vérifier si les ondes se propageaient comme les ondes lumineuses.

Pour produire l'onde, il chargeait un condensateur formé de deux boules à l'aide d'une bobine d'induction ; il déchargeait ensuite ce condensateur à l'aide d'un éclateur formé de deux boules plus petites.

A l'aide d'un résonateur formé simplement d'un cercle métallique muni d'une petite coupure, il put vérifier, en réfléchissant l'onde sur une surface métallique, qu'elle possédait toutes les propriétés de la lumière. Leur seule différence était leur grande longueur d'onde, par rapport à celle des ondes lumineuses.

Ondes électromagnétiques. — Elles sont dues à un ébranlement de l'éther, milieu impondérable, cet ébranlement provenant de sources différentes, se fait suivant un mouvement extrêmement rapide et à des fréquences différentes suivant la nature des ondes.

Vitesse de propagation. — Les ondes se propagent avec une vitesse variable suivant le milieu, dans le vide et dans l'air, cette vitesse est de l'ordre de 300.000 km. sec.

Rappels de définitions. — Période : T. Temps en secondes que met un mouvement périodique pour revenir à son état initial.

Fréquence : F. Nombre de périodes à la seconde.

Pulsation : ω. Vitesse angulaire du mouvement.

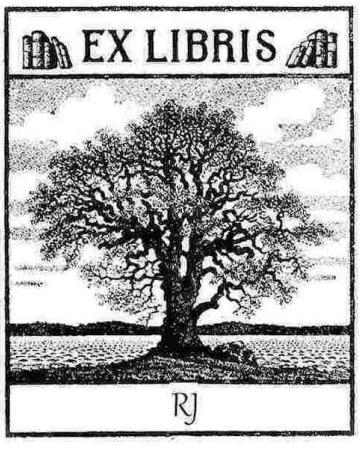
Longueur d'onde : λ. Espace parcouru par un mouvement vibratoire périodique pendant une période.

Relations. — $\lambda = VT = \frac{V}{F}$

$\omega = 2\pi F = \frac{2\pi}{T}$

Classification des ondes hertziennes. — Ondes longues, $\lambda > 3.000$ m.
Ondes moyennes, 200 m. $< \lambda <$ 3.000 m.
Ondes intermédiaires, 50 m. $< \lambda <$ 200 m.
Ondes courtes, 10 m. $< \lambda <$ 50 m.
Ondes très courtes, 1 m. $< \lambda <$ 10 m.
Ondes ultra-courtes, $\lambda <$ 1 m.

Relations utiles. — λ = 300 m., F = 1.000 kycs.
λ = 1.000 m., F = 300 kycs.



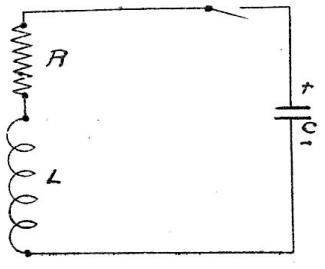
Numérisé en Juillet 2025 par F1CJL , 300dpi

CHAPITRE II

CIRCUIT OSCILLANT FERME

OSCILLATIONS LIBRES

Dans le circuit ci-dessus, supposons le condensateur C chargé. Il contient par conséquent une quantité d'électricité $Q = CV$, et dispose d'une énergie $1/2CV^2$. Fermons l'interrupteur. Le condensateur se décharge à travers le circuit. Le courant traversera :



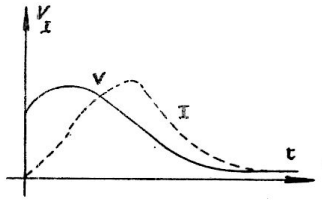
1° La résistance R où son passage provoquera une **perte d'énergie** par effet Joule $R\,i^2$ par seconde.

2° La self où il créera une certaine énergie électromagnétique $1/2\ L\ i^2$.

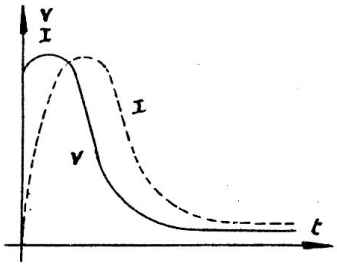
Le condensateur perdant de l'énergie dans la résistance, il est évident que la valeur de celle-ci influera sur l'allure de la décharge, car si elle est suffisamment grande, elle peut absorber la majorité de l'énergie à la première décharge. L'équation du circuit est :

$$L\ \frac{di}{dt} + Ri + v = o$$

Trois cas sont à considérer :



1° $R > \sqrt{\frac{4L}{C}}$

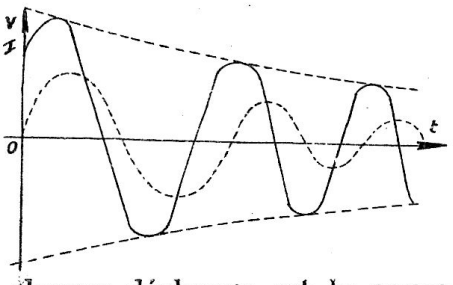


Dans ce cas, la grande valeur de R empêche l'intensité de prendre une valeur élevée; l'énergie dans la self est très faible. La décharge est très lente, sans oscillation, elle est dite **apériodique.**

2° $R = \sqrt{\frac{4L}{C}}$

On se trouve encore dans le cas de l'apériodicité, mais elle est plus rapide, car R diminuent I augmente.

C'est **l'apériodicité critique.**



3° $R < \sqrt{\frac{4L}{C}}$

Le courant peut prendre une grande valeur; la décharge est rapide, le condensateur se recharge en sens inverse. Il se produit donc une série de charges et décharges successives : la perte $R\,i^2$, à chaque décharge est la cause de la décroissance des amplitudes à chaque oscillation.

La décharge est dite **périodique.**

Condition de périodicité.— La relation $R < \sqrt{\frac{4L}{C}}$ s'appelle condition de périodicité.

Pseudo période. — Dans la décharge oscillante, l'amplitude varie à chaque alternance, la période de ces oscillations, appelée pseudo période est définie par l'égalité :

$$T = \frac{2\pi}{\sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}}$$

Période propre. — Formule de Thomson : Si nous supposons R négligeable par rapport à L, la période peut alors s'écrire : $T = 2\pi\sqrt{LC}$

T constitue alors la période propre du circuit oscillant.

Longueur d'onde propre. — La longueur d'onde correspondante à cette période sera donc :

$$\lambda^{mtres} = V\,T = 2\pi\,V\sqrt{L^h\,C^f}$$

ou $1885\sqrt{L^{mh} \times C^{mf}}$

et $60\sqrt{L^{mh} \times C^{mf}}$

Amortissement. — Si nous appelons I_1, I_2, I_3 les amplitudes successives de la décharge oscillante, le logarythme du rapport $\frac{I_1}{I_2}\frac{I_2}{I_3}\frac{I_3}{I_4}$ est constant et égal à $\frac{R}{2L}T$

Décrément logarythmique. — Le rapport $\frac{RT}{2L}$ constitue le décrément logarythmique du circuit; il est proportionnel à R pour une certaine période et une inductance L donnée.

Coefficient d'amortissement. — Le facteur $\frac{R}{2L}$ caractérise l'amortissement du circuit; les oscillations libres s'éteindront d'autant plus rapidement que le coefficient sera grand.

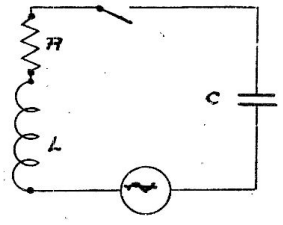
Constante de temps. — C'est l'inverse du coefficient d'amortissement :

$$\theta = \frac{2L}{R}$$

OSCILLATIONS FORCEES

Régime transitoire, Régime permanent. — Soit L.R.C. les caractéristiques du circuit, ω 1 sa pulsation propre ; ω 2 la pulsation de l'alternateur.

En appliquant les lois de Kirchoff, nous trouvons :



$$L\frac{di}{dt} + Ri + v = e$$

Le calcul montre que la présence de cet alternateur donne naissance à un régime appelé **transitoire,** au début de l'établissement, pendant lequel subsiste deux courants :

$$i_1 = Ae^{-at} \sin.\ (\omega_1 t + \rho)$$

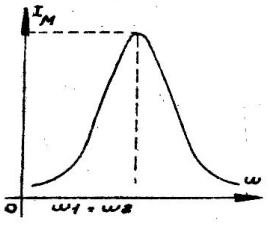
$$i_2 = \frac{E}{Z} \sin.\ (\omega_2 t - \rho)$$

Le courant i_1 ne dure qu'un temps très court, car

$$e^{-at} = \frac{1}{e^{at}} = \frac{1}{2.718^{\frac{RT}{2L}}}$$

Dès qu'il a disparu, le régime transitoire est fini ; le courant i_2 subsiste seul, c'est le régime **permanent.** Il est de la forme classique en alternatif, décalé sur U par effet de self ; l'alternateur a imposé sa pulsation au circuit.

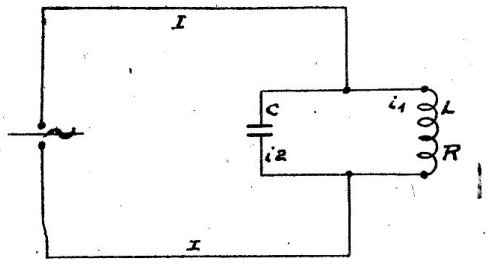
Nota. — Si $\omega_1 = \omega_2$ nous nous trouvons dans le cas de la résonance série, traitée en électricité.

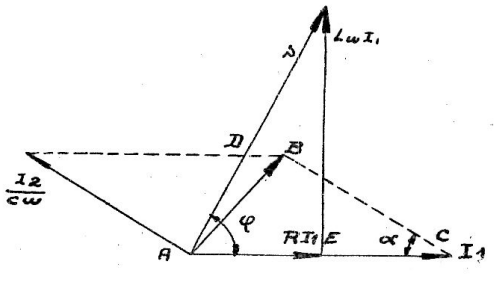


Courbe de résonance. — Si nous faisons alors varier la pulsation de l'alternateur, nous pourrions tracer une courbe I = f (ω) appelée courbe de résonance. Le courant serait évidemment maximum quand $\omega^2 = \omega_1$, c'est-à-dire à la résonance, ou la condition $LC\omega^2 = 1$ est réalisée.

Circuit antirésonant.

Considérons le circuit ci-contre et traçons tout d'abord le graphique.





Dans le triangle ABC nous pouvons écrire :

$AB^2 = BC^2 + AC^2 - 2\ BC\ AC \cos\ \alpha.$

Or, dans le triangle ACD, qui est rectangle, nous avons :

$\cos\ \alpha = \sin\ \rho.$

et, par conséquent, nous en tirons, en remplaçant les côtés par leur valeur :

$I^2 = I_1^2 + I_2^2 - 2\ I_1\ I_2 \sin\ \rho.$

Remplaçons les termes par leur valeur :

$$I_1 = \frac{V}{Z} \text{ avec } Z = \sqrt{R^2 + L^2\ \omega^2}$$

$$I_2 = C\omega\ V$$

$$\sin\ \rho = \frac{L\omega}{Z}$$

Nous obtenons :

$$I^2 = \frac{V^2}{Z^2} + C^2\ \omega^2\ V^2 - 2\left[\frac{V}{Z} \times C\omega\ V \times \frac{L\omega}{Z}\right]$$

Divisons chaque terme par V^2 :

$$\frac{I^2}{V^2} = \frac{1}{Z^2} + C^2\ \omega^2 - \frac{2\ LC\ \omega^2}{Z^2}$$

Or, nous pouvons écrire :

$$C^2\ \omega^2 = \frac{1}{L^2\ \omega^2} \text{ et } LC\ \omega^2 = 1$$

L'égalité devient :

$$\frac{I^2}{V^2} = \frac{1}{R^2 + L^2\ \omega^2} + \frac{1}{L^2\ \omega^2} - \frac{2}{R^2 + L^2\ \omega^2}$$

Le développement nous montrerait que :

$$\frac{V}{I} = Z \times \frac{L\omega}{R}$$

Généralement, dans les calculs, on néglige R^2 près de $L^2\ \omega^2$ dans l'expression de Z et le rapport $\frac{V}{I}$ qui est, en somme l'impédance résultante du circuit antirésonant, devient :

$$\frac{V}{I} = L\omega \times \frac{L\omega}{R} = \frac{L^2\ \omega^2}{R}$$

Donc, à la résonance, ce circuit présente une impédance maximum $\frac{L^2\ \omega^2}{R}$ et le courant I est minimum.

Valeurs de I_1 et I_2 :

En négligeant toujours R, nous pouvons écrire :

$$I = \frac{V}{\frac{L^2\omega^2}{R}} = \frac{VR}{L^2\omega^2} \text{ et } I_1 = \frac{V}{L\omega}$$

D'où nous tirons :

$$\frac{I_1}{I} = \frac{\frac{V}{L\omega}}{\frac{VR}{C^2\omega^2}} = \frac{V}{L\omega}\,\frac{L^2\omega^2}{VR} = \frac{L\omega}{R} = S$$

S est appelé **facteur de surtension** et les courants I_1 et I_2 ont pour valeur, par rapport à I :

$$I_1 \neq I_2 \neq I \times S$$

Coefficient de qualité. — Nous savons que l'impédance Z d'un circuit bouchon est $\frac{L^2\omega^2}{R}$

Or ceci est égal encore à :

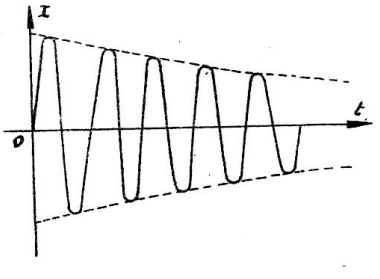
$$\frac{L^2\omega^2}{R} = \frac{L^2 C\omega^2}{CR} = \frac{L}{CR}$$

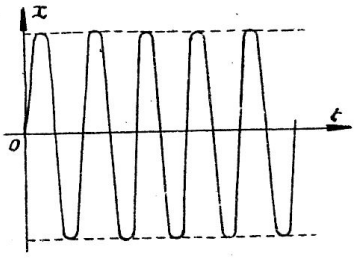
Nous verrons plus loin qu'il est très utile de disposer d'un circuit offrant une telle impédance. Nous voyons par la valeur de celle-ci qu'il est nécessaire de l'accorder avec un maximum de self L, et un minimum de capacité et de résistance.

Ce rapport $\frac{L}{CR}$ constitue le coefficient de qualité du circuit.

DIFFERENTES SORTES D'ONDES HERTZIENNES

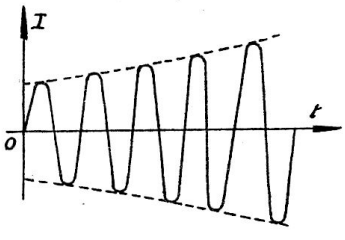
Ondes amorties. — Dans l'étude des oscillations libres, nous avons constaté que lorsque la condition de périodicité est réalisée, la décharge du condensateur est périodique : mais à chaque oscillation, il y a une perte d'énergie par effet Joule Ri^2. Ces ondes d'amplitude décroissantes sont appelées **ondes amorties.**



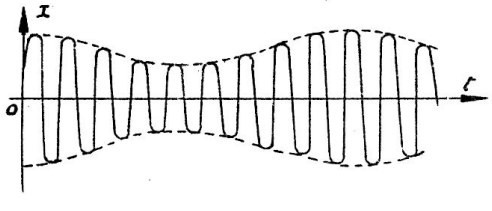


Ondes entretenues pures. — Supposons que par un moyen quelconque, nous réussissions à compenser cette perte d'énergie Ri^2, en apportant une quantité d'énergie identique; il n'y aurait plus d'amortissement; les ondes auraient, par conséquent, une amplitude constante : de telles oscillations sont dites **ondes entretenues pures.**

Ondes entretenues croissantes. — Soit Ri^2 l'énergie perdue à chaque oscillation. Supposons encore que nous apportions une quantité d'énergie $W > Ri^2$; le condensateur emmagasinerait davantage d'énergie, puisque nous lui en donnons plus qu'il n'en perd, les ondes seraient progressivement croissantes.



Ondes entretenues modulées. — Soit toujours $W_1 = Ri^2$, la puissance prdue par effet Joule. Supposons que la source compensatrice fasse varier son apport d'énergie autour de W_1, jusqu'à 2 quantités W_2 et W_3 telles que :



$$W_2 > W_1 > W_3$$

Si ceci s'effectue à une fréquence plus basse que celle du circuit, l'allure de la décharge est alors la suivante :

Ces oscillations sont dites entretenues modulées.

Conclusion. — En disposant d'une source d'énergie dosable, on peut, à loisir, rendre les oscillations de décharge soit :

1° Décroissantes, si $R_1 > O$.

2° Entretenues pures si $R = O$.

3° Entretenues modulées si $R \leqslant O$.

4° Croissantes si $R < O$.

Nous verrons plus loin que la lampe triode nous permettra de donner ces diverses valeurs à la décharge du condensateur dans un circuit oscillant fermé.

CHAPITRE III

CIRCUITS COUPLES

DIFFERENTES SORTES DE COUPLAGES

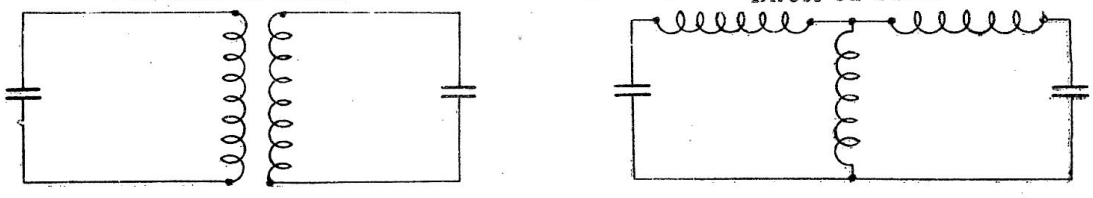
Définitions. — Soit un circuit oscillant fermé, siège d'oscillations : si on approche un autre circuit suffisamment pour que celui-ci se mette aussi à osciller, on dit que ces deux circuits sont couplés.

Couplage **lâche.** — Quand le primaire agit sur le secondaire sans réaction de celui-ci.

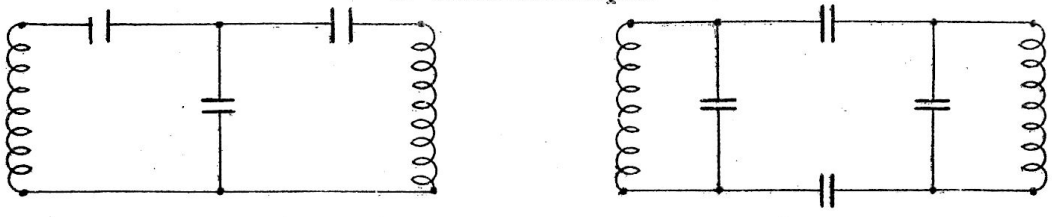
Couplage **serré.** — Quand le secondaire réagit sur le primaire.

DIFFÉRENTS COUPLAGES

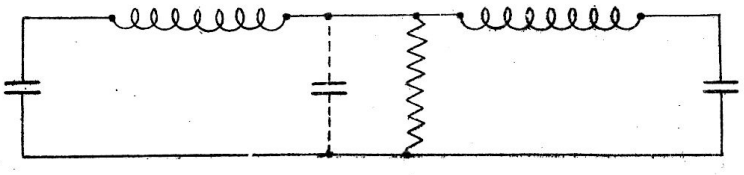
Indirect ou TESLA — 1° Electromagnétique — Direct ou OUDIN



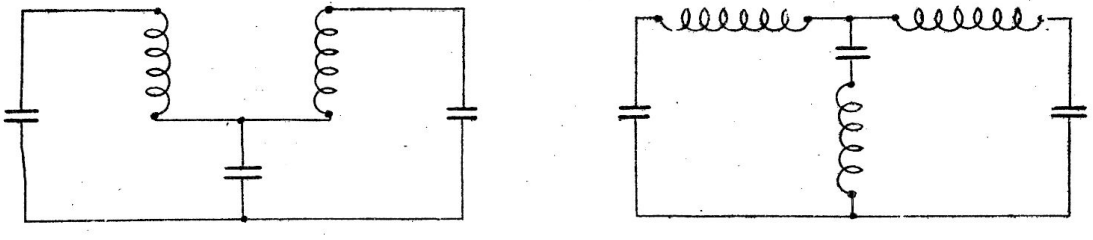
2° Electrostatique.



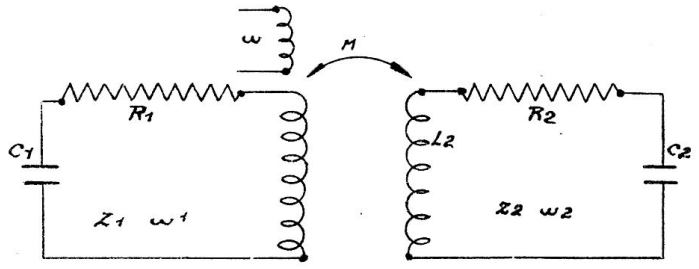
3° Galvanique.



4° Mixte.



OSCILLATIONS ENTRETENUES D'UN SYSTEME DE CIRCUITS COUPLES



Dans le système de circuits ci-dessus, nous allons étudier quelles sont les conditions nécessaires pour obtenir une certaine valeur du courant I_2.

Degré de couplage. — On appelle degré de couplage la quantité :

$$n = \frac{M\ \omega}{\sqrt{R_1\ R_2}}$$

Coefficient de couplage. — C'est le rapport :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1\ L_2}}$$

Rapport de transformation. — Si le primaire est le siège d'un courant alternatif I_1 de pulsation ω_1, un courant I_2 pendra naissance dans le secondaire et nous aurons :

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{M\ \omega}{Z_2}$$

En effet, la F.E.M. induite est égale à $M\ \omega\ I_1$ et elle peut également se mettre sous la forme $Z_2\ I_2$.

Le rapport de transformation est le facteur :

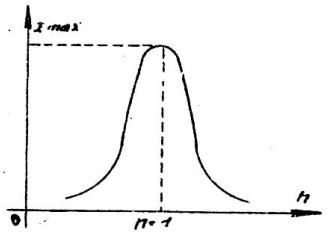
$$\frac{M\ \omega}{Z_2} = \rho$$

De quoi dépend le courant dans le secondaire ? — 1° Du couplage des circuits.

2° Des pulsations du primaire, du secondaire et de la pulsation d'excitation.

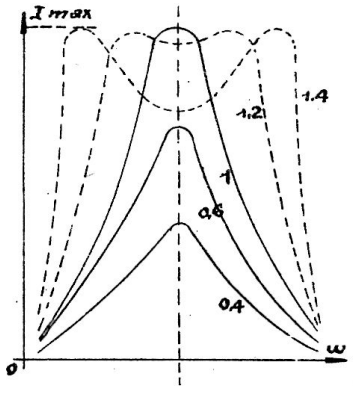
Deux cas sont à considérer :

1° Les trois pulsations sont identiques. — $\omega = \omega_1 = \omega_2$, les pulsations étant constantes, on ne peut faire varier que le couplage.



La courbe $I_2 = f(n)$ présente un maximum pour $n = 1$, c'est le couplage critique, c'est sensiblement une courbe de résonance.

2° Les pulsations ω_1 et ω_2 sont égales. La pulsation d'excitation ω est variable.



Nous devons tracer une courbe $I_2 = f(n, \omega)$. Pour cela, nous allons donner à **n** des valeurs fixes pour chaque courbe. Nous tracerons donc $I_2 = f(\omega)$ successivement pour **n** = 0,4 - 0,6 - 1 - 1,2 - 1,4.

a) Si $n < 1$, les courbes sont des courbes de résonance classique avec maximum pour $\omega = \omega_1 = \omega_2$, elles sont d'autant plus applaties et le maximum est d'autant plus grand que **n** se rapproche de 1.

b) $n = 1$ le plus grand maximum est atteint, la courbe est applatie, mais avec une seule bosse.

c) $n > 1$, les courbes présentent deux maxima à égale distance de $\omega_1 = \omega_2 = \omega$, où maintenant on observe un minimum.

Quand **n** croît : 1°. Les maxima s'écartent davantage ; 2°. Le minimum est de plus en plus faible.

Circuits équivalents. — L'ensemble de deux circuits couplés est équivalent à un circuit oscillant simple ayant les caractéristiques suivantes :

a) Résistance. $R = R_1 + \rho^2 R_2$.

b) Réactance, $S = S_1 - \rho^2 S_2$.

Maximum absolu de I_2. — Le calcul montre que l'on obtient un maximum absolu de I_2 lorsque les conditions suivantes sont réalisées :

$$M^2 \omega^2 = Z_1 Z_2$$

$$\varphi_1 = \varphi_2$$

Ce maximum a la valeur suivante :

$$I_2 = \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}}$$

En effet, nous pouvons écrire :

$$I_1 = \frac{E}{\sqrt{(R_1 + \rho^2 R_2)^2 + (S_1 - \rho^2 S_2)^2}}$$

Or, à la résonnance, nous avons $S_1 = S_2 = 0$ et $R_1 = \rho^2 R_2$

d'où $$I_1 = \frac{E}{\sqrt{(R_1 + \rho^2 R_2)^2}} = \frac{E}{2 R_1}$$

De plus, nous avons :

$$I_2 = \rho I_1 \qquad \text{d'où} \qquad I_2 = \frac{\rho E}{2 R_1}$$

De $R_1 = \rho^2 R_2$ on tire $\rho^2 = \dfrac{R_1}{R_2}$

I_2 devient donc : $I_2 = \dfrac{\sqrt{R_1}}{\sqrt{R_2}} \times \dfrac{E}{2 R_1}$

$$= \frac{1}{\sqrt{R_2}} \times \frac{E}{2\sqrt{R_1}}$$

$$= \frac{E}{2\sqrt{R_1 R_2}}$$

En résumé, si dans un système de circuits couplés, on agit de manière à réaliser les conditions précédentes, on observe un maximum maximorum de I_2 : on dit qu'il y a **résonance absolue.**

Rendement. — Le rendement est le rapport de l'énergie recueillie au secondaire à l'énergie totale fournie, soit :

$$r = \frac{R_2 I_2^2}{R_2 I_2^2 + R_1 I_1^2} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} \times \dfrac{I_1^2}{I_2^2}} = \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} \times \dfrac{1}{\rho^2}}$$

puisque $\rho = \dfrac{I_2}{I_1}$

Le rendement est proportionnel à ρ. Si le secondaire est accordé, nous avons : $Z_2 = R_2$, d'où $\rho = \dfrac{M\ \omega}{R_2}$

$$r = \frac{1}{1 + \dfrac{R_1}{R_2} \times \dfrac{R_2^2}{M^2\ \omega^2}} = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{n^2}}$$

De plus, au couplage critique (courant max.), $n = 1$ et par conséquent,

$$r = \frac{1}{1 + \dfrac{1}{1}} = \frac{1}{2}$$

CHAPITRE IV

ETUDE DES LAMPES DIODES ET TRIODES

LAMPE DIODE

Toutes les lampes électroniques sont constituées comme suit :

1° Une ampoule à vide poussé.

2° Une cathode émissive d'électrons.

3° Une anode ou plaque.

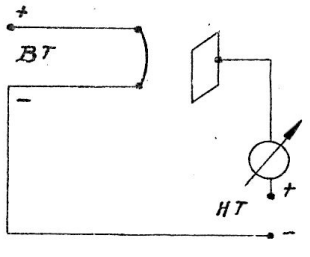
4° Un certain nombre de grilles entre plaque et cathode.

Cathodes. — Les cathodes émissives peuvent être chauffées, soit **directement,** soit **indirectement.** Dans ces dernières, l'organe chauffant est électriquement isolé de la cathode.

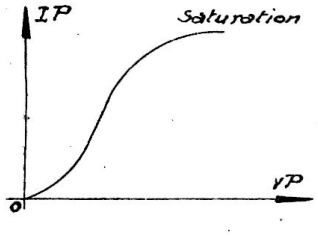
Nous considérons toujours le potentiel de la cathode comme potentiel d'origine et celui des autres électrodes sera donné par rapport à lui.

Lampe diode. — Se compose d'une cathode et d'une anode.

Chauffons la cathode, il y a émission électronique parce que la vitesse de ceux-ci augmente alors que l'attraction du noyau est constante. Si nous portons l'anode à un potentiel positif, nous constaterons que les électrons libres seront attirés par celle-ci, donnant ainsi naissance à un courant électronique décélable au milliampèremètre. Cette quantité d'électrons, ce courant sera fonction de la température de la cathode et de la tension de la plaque.



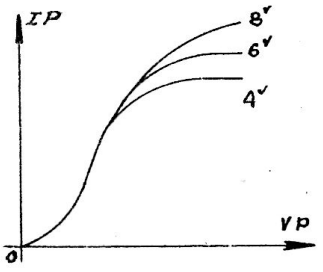
Caractéristiques. — $I_p = f\ (V_p)$.



Cette courbe montre bien que l'intensité croît avec la tension plaque jusqu'à une certaine limite **appelée saturation.** Les parties courbes de la caractéristique sont dues aux charges d'espace.

Charges d'espace. — Tous les électrons libres ne sont pas sollicités par la plaque : en effet, au fur et à mesure qu'ils s'éloignent, le pouvoir attractif du noyau augmente, et ainsi un certain nombre d'électrons restent aux environs de la cathode, gênant le départ des autres.

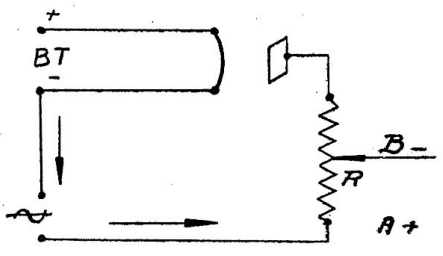
Courant de saturation. — Si tous les électrons émis par la cathode sont attirés par la plaque, il est évident que l'on peut augmenter le potentiel de celle-ci sans pouvoir augmenter le courant plaque: on dit qu'il y a saturation. Il est possible d'augmenter le nombre d'électrons émis en augmentant le chauffage. La saturation est alors atteinte pour un courant plaque supérieur.



Résistance interne. — On appelle résistance interne de la lampe le rapport de la variation de tension plaque sur la variation de courant plaque qui lui correspond.

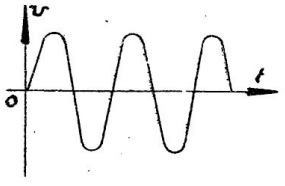
$$\rho = \frac{d\,V_p}{d\,I_p}$$

Utilisation de la diode. — Les électrons ne sont attirés que lorsque la plaque est à un potentiel positif par rapport à la cathode. Si nous inversons les polarités, il est évident que le courant électronique n'aura pas lieu. On peut ainsi se servir de la diode pour redresser un courant industriel ou haute fréquence.

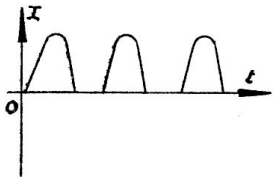


Redressement. — 1° D'une alternance.

Le courant électronique aura lieu chaque fois que la plaque sera positive par rapport à la cathode.

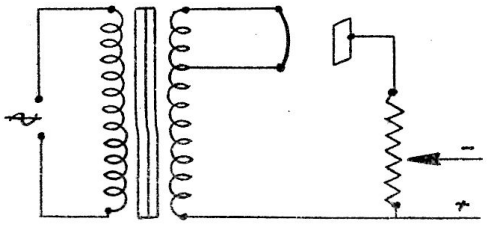


Tension alternative appliquée



Courant redressé traversant R

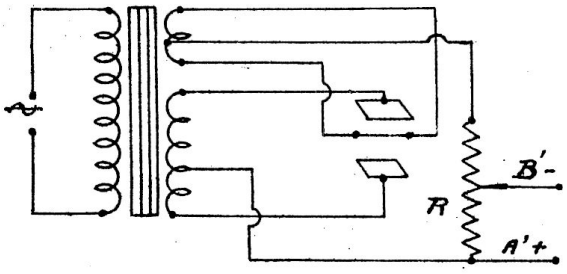
Le courant ondulé traversant la résistance **R** provoque une chute de tension **Ri**, dont on peut utiliser tout ou partie entre **A** et **B**. Mais, dans ce système, il n'y a qu'une alternance d'tilisée; de plus, le courant redressé n'est pas continu, mais affecte la forme de pulsations. Nous verrons plus tard, dans l'étude de l'alimentation des postes, que l'on peut obtenir, par des systèmes appelés **filtres**, un courant sensiblement continu.



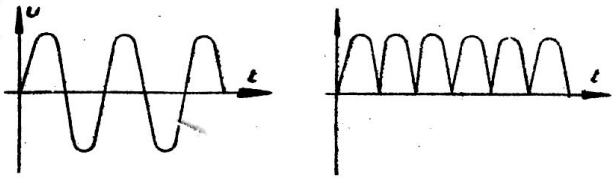
Dans le schéma précédent, le montage nécessite une alimentation séparée pour le chauffage du filament. La figure ci-dessus indique le moyen d'alimenter celui-ci avec la source du courant à redresser.

2° Des deux alternances :

Il est possible d'utiliser les deux alternances du courant à redresser par le montage suivant, comprenant une lampe ou valve biplaque.



La tension alternative appliquée entre A et B et la tension recueillie entre A′ et B′ ont l'allure suivante :



Pour obtenir un courant redressé d'une valeur assez grande, on est amené :

1° Soit à augmenter la surface des électrodes. Ce procédé est peu pratique parce que l'augmentation est vite limitée.

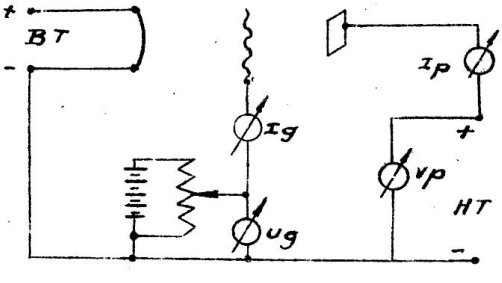
2° Soit à introduire dans l'ampoule un gaz facilement ionisable (néon, hélium, argon, vapeur de mercure), il est alors possible de redresser des courants de l'ordre de plusieurs ampères.

Le courant redressé varie à une fréquence double de celle du courant alternatif appliqué.

Nous verrons encore qu'il est possible d'obtenir un courant légèrement ondulé grâce aux filtres.

LAMPES TRIODES

C'est une diode à laquelle on a ajouté une grille entre anode et cathode.



Faisons varier le potentiel de grille Ug.

a) Si la grille est négative par rapport à la cathode, elle tendra à repousser les électrons, à les freiner et même, peut-être, à les bloquer complètement.

b) Si la grille est au potentiel de la cathode. son action est nulle, la lampe fonctionne en diode.

c) Si la grille est positive, elle accélère, au contraire, les électrons, et au fur et à mesure que la tension grille croît, il s'établit un courant de grille. Si la tension augmente encore, le courant grille augmente aussi, mais au détriment du courant plaque.

Bien que les électrons soient soumis :

1° A l'attraction de la cathode ;

2° A l'attraction de la plaque ;

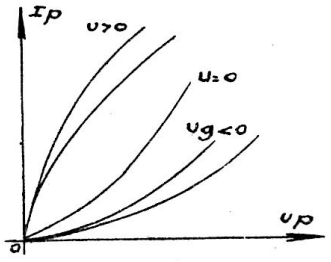
3° A la répulsion de la charge d'espace ;

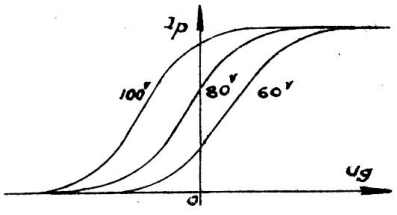
4° A leur vitesse propre,

La grille n'en est pas moins une régulatrice qui n'emprunte pas d'énergie: étant plus près que la plaque son action est plus accentuée. et elle peut servir à régulariser le courant plaque.

La lampe triode est donc en somme un relais très sensible, qui, n'ayant aucune inertie, peut suivre les fréquences les plus élevées.

Courbes caractéristiques. — 1° $I_p = f\ (V_p)$.





Plus la grille est négative, plus il faut que la plaque soit positive pour que sa force d'attraction soit supérieure à la répulsion de la grille.

2° $I_p = f\ (Ug)$.

Pour des différences égales de tension plaque, le réseau se compose de caractéristiques décalées d'une même quantité.

A potentiel de plaque croissant, les caractéristiques se déplacent vers la gauche.

Pente. — Caractérise l'action d'une variation de tension grille sur l'intensité plaque.

$$a = \frac{d\ I_p}{d\ U_g} \text{ en milliampères/volt.}$$

Résistance interne.

$$R\omega = \frac{d\ V_p}{d\ I_p}$$

Coefficient d'amplification. — Il existe deux moyens de faire varier le courant plaque:

1° Faire varier la tension grille;

2° Faire varier la tension plaque.

L'examen des caractéristiques nous montre que la variation V plaque doit être plus grande que la variation de Ug, pour une même modification du courant anodique. Ceci découle du fait que la grille étant plus rapprochée de la cathode, son action est plus intense.

On appelle **coefficient d'amplification en volts** de la lampe, le rapport.

$$k = \frac{d\ V_p}{d\ U_g}$$

Relations. — Des valeurs précédentes, nous tirons les relations suivantes entre $k\ \rho$ et a :

$$k = \rho\ a$$

$$a = \frac{k}{\rho}$$

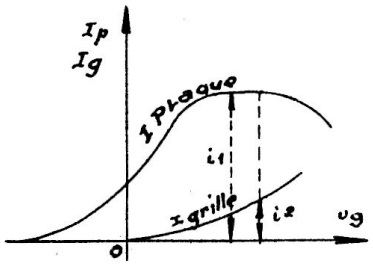
$$\rho = \frac{k}{a}$$

Equation de la caractéristique $I_p = f\ (Ug)$. — La lampe triode se comporte comme une résistance ρ traversée par un courant i_p fourni par deux générateurs ayant une d.d.p. de valeur kug et V_p. ce qui s'écrit :

$$\rho\ i\ p = v_p + k\ u\ g.$$

Effet dynatron. — Si nous traçons sur le même système de coordonnées les caractéristiques :

$I_p = f\ (Ug)$, et $Ig = f\ (Ug)$, d'une lampe triode, nous obtiendrons les courbes suivantes :



Nous remarquerons :

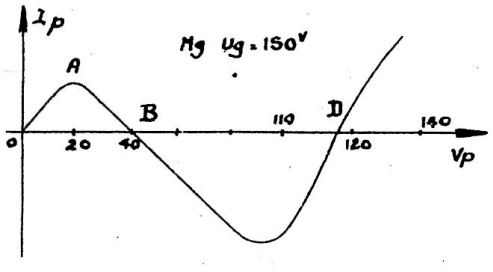
1° Que le courant maximum de plaque ne représente pas le courant de saturation proprement dit, car la grille capte à ce moment un certain nombre d'électrons aux dépens de la plaque : le courant électronique total se divise en :

i_1 = courant anodique.

i_2 = courant grille.

2° A partir d'une certaine tension grille, le courant anodique diminue, car la grille, devenant de plus en plus positive, capte de plus plus d'électrons au détriment de la plaque.

Il apparaît maintenant utile de tracer une courbe **Ip = f (Vp)**. Pour une tension de grille très élevée, 150 V. par exemple, on obtient alors la caractéristique suivante :



1° L'intensité anodique croît régulièrement jusqu'en A ; en effet, bien que la grille soit très fortement positive, elle n'absorbe pas complètement tous les électrons.

2° L'intensité anodique décroît jusqu'en B car la tension plaque augmentant l'attraction augmente et, par conséquent, la vitesse des électrons : ils arrivent si violemment sur la plaque que le choc provoque l'extraction d'électrons de cette électrode.

C'est le phénomène **d'émission secondaire.**

Ces électrons partent en sens inverse, sont captés par la grille, d'où, augmentation du courant grille au détriment de la plaque.

3° Au point B, le courant plaque s'annule. En effet, à ce moment, la tension est telle que l'équilibre s'établit entre les électrons secondaires et ceux venant de la cathode.

4° Du point B au point C, le courant anodique croît en sens inverse. Ceci provient du fait que l'émission secondaire devient supérieure à la réception des électrons cathodiques.

5° Au point C, le courant décroît jusqu'en D où il s'annule à nouveau. En effet, la plaque devenant de plus en plus positive, sa force d'attraction deviendra prédominante, et les électrons de l'émission secondaire ne seront plus tous captés par la grille.

Au point D, il y a encore équilibre et le courant anodique continue à augmenter avec la tension.

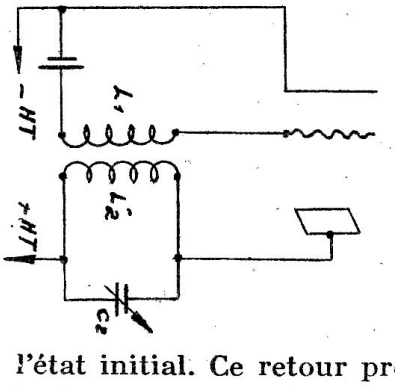
Nous remarquons, dans la partie A C de la caractéristique, que la tension augmentant, le courant décroît. La résistance interne peut être considérée comme négative. Ce phénomène constitue **l'effet dynatron.**

OSCILLATIONS AUTO-ENTRETENUES

La lampe triode va nous permettre, en empruntant l'énergie à une source continue, de constituer un générateur d'oscillations auto-entretenues.

La lampe oscillatrice doit être considérée comme un système transformant le courant continu en courant alternatif, dont la fréquence ne dépend que des éléments du circuit dans lequel la lampe entretient des oscillations.

Celles-ci sont donc différentes de celles obtenues dans un circuit avec un alternateur qui **imposait** sa fréquence.



A l'établissement du courant, il se produit une impulsion dans le circuit plaque. Supposons que cette impulsion soit telle qu'elle diminue le courant moyen de plaque. Il en résulte une variation de flux dans L_1. Le sens du couplage est tel que la tension induite par cette variation de flux diminue le potentiel de grille. Il en résulte une nouvelle diminution du courant plaque. Le phénomène continue : lorsque le courant anodique ne peut plus diminuer, il s'ensuit un retour à l'état initial. Ce retour provoque une augmentation de I p qui, augmentant le flux, augmente, grâce au couplage, le potentiel de grille. Le courant anodique croît jusqu'à saturation. Il y a un nouveau renversement du phénomène.

Le circuit sera donc le siège d'impulsions successives qui se règlent sur la fréquence propre du circuit L_2 C_2.

Pratiquement ,le courant anodique n'atteint jamais une valeur nulle ou une valeur saturation. C'est la pente des caractéristiques qui le limite.

Le calcul montre que si l'on désigne par L.C.R. les éléments du circuit oscillant, par M. le coefficient d'induction mutuelle des selfs plaque et grille ; par k et ρ le coefficient d'amplification et la résistance interne de la lampe, on trouve l'équation d'un circuit simple qui aurait :

Une inductance $L_1 = L$.

Une capacité $C_1 = C \times \dfrac{1}{1 + \dfrac{R}{\rho}}$

Une résistance $R_1 = R + \dfrac{L + k M}{C \rho}$

Les valeurs L_1 et C_1 étant très peu différentes de L et C, car R est petit à côté de ρ, on considère que les oscillations ont la fréquence propre du circuit oscillant.

$$T = 2 \pi \sqrt{L C}.$$

Condition d'entretien des oscillations. — La nouvelle résistance du circuit est : $R_1 = R + \dfrac{L + k M}{C \rho}$

Or M peut être négatif. Par conséquent $\dfrac{L + k M}{C \rho} -$

Et si M prend une valeur telle que : $R + \dfrac{L + k M}{C \rho} \leqslant 0$

Le facteur d'amortissement $\dfrac{R_1}{2 L}$ sera nul dans ce cas ondes entretenues pures ; ou $\dfrac{R_1}{2 L}$ sera < 0, et nous aurons des ondes croissantes.

On donne le nom de **condition limite d'entretien** à la relation :

$$R_1 = R + \frac{L + k M}{C \rho} = 0$$

Polarisation grille. — Nous avons vu qu'il était nécessaire que la condition d'entretien soit réalisée pour que les oscillations soient entretenues. Supposons maintenant qu'en augmentant M, nous apportions une énergie supplémentaire, en quelque sorte, au circuit grille : il en résulterait la relation :

$$R + \frac{L + k M}{C \rho} < 0$$

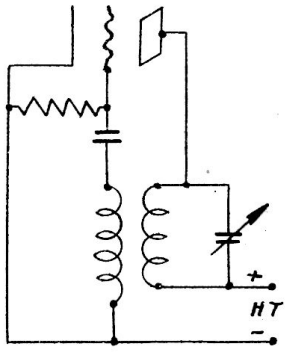
Nous pourrions en déduire que l'amplitude des oscillations croît indéfiniment (voir circuit oscillant fermé). En réalité, dès que l'amplitude des oscillations dépasse la polarisation grille, le courant grille prend naissance et introduit un amortissement croissant qui limite l'amplitude.

Le circuit grille peut produire des modifications de la fréquence; celle-ci est d'autant plus différente de la fréquence propre du circuit que M est grand. Pour diminuer l'influence du circuit grille, on agit sur le courant.

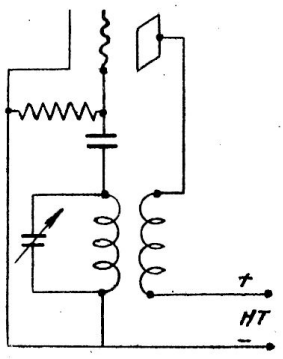
Pour cela, on polarise la grille par une chute de tension R i proportionnelle au courant grille.

Au repos, la grille est au potentiel de la cathode.

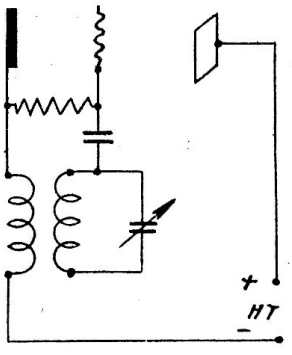
DIFFERENTS MONTAGES D'OSCILLATEURS



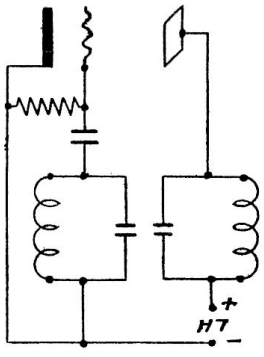
Circuit oscillant dans c[t] plaque



C[t] oscillant dans ct grille.

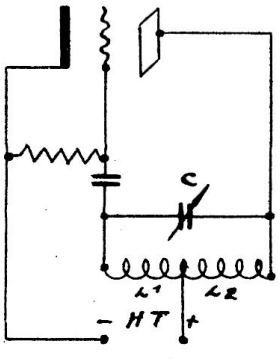


Cathodyne

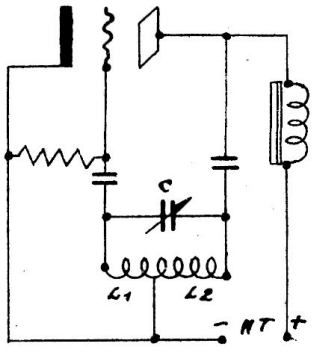


C[t] grille et plaque accordés.

Le couplage grille plaque s'effectue par la capacité grille anode.



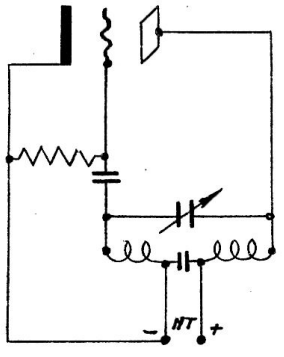
Montage Hartley série



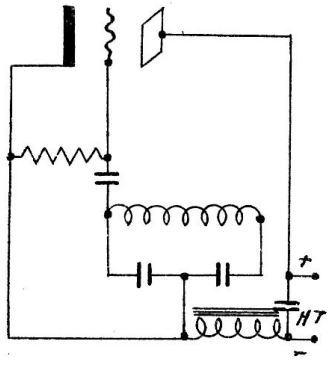
Montage Hartley parrallèle

Ces montages offrent l'avantage de faire augmenter le couplage électrique avec la longueur d'onde, car celle-ci varie avec la valeur de C.

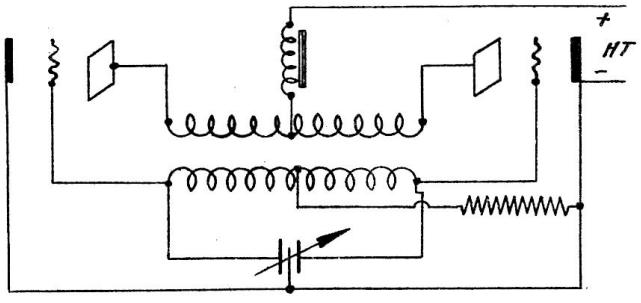
La self de grille L_1 et la self de plaque L_2 donnent naissance à un couplage magnétique.



Montage Hartley à bobine coupée

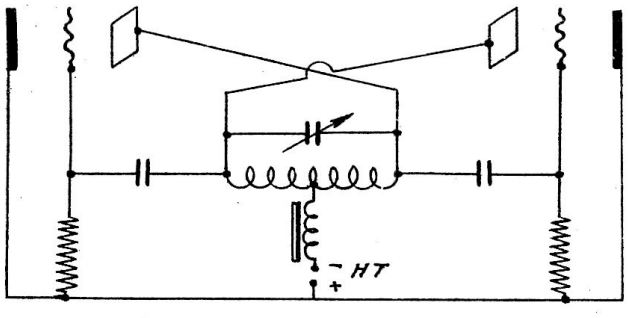


Montage Colpitts



Montage Mesny

Les extrémités des selfs sont seules soumises à la tension haute fréquence. Le condensateur est constitué par un rotor à la masse et deux stators. Stabilité parfaite.



Montage symétrique push pull Hartley.

Caractéristiques dynamiques. — Lorsque la lampe est soumise à des variations alternatives de tension grille, le courant plaque est variable.

La tension plaque n'est donc pas constante, mais égale à $Vo \pm Zi$ en appelant Z l'impédance plaque.

L'équation de la lampe, qui était : $\rho i = v + ku$, devient : $\rho i + Zi = ku$.

D'où $i\ (\rho + Z) = ku$ et $i = \frac{ku}{\rho + Z} = \frac{k}{\rho + Z} \times u$

Le coefficient d'amplification en ampères ou pente de la lampe est égale à $a = \frac{dip}{dug}$

Ce qui nous donne, en tenant compte des relations précédentes :

$$\frac{i}{u} = a = \frac{R}{\rho + Z}$$

Mettons $\frac{R}{\rho}$ en facteur : $ad = \frac{k}{\rho} \times \frac{1}{1 + \frac{Z}{\rho}}$

Cette relation nous donne la pente de la caractéristique en fonctionnement ou pente dynamique : elle est toujours inférieure à la pente statique, ainsi que le montre la formule précédente. Sa valeur dépend surtout de l'impédance Z.

La pente est minimum quand Z est maximum.

CHAPITRE V

ETUDE DE L'AMPLIFICATION

Généralités. — Le problème général de l'amplification se présente de la manière suivante :

Obtenir dans le circuit plaque d'une lampe les effets les plus importants en partant d'une certaine F.E.M. alternative appliquée à la grille.

Il existe deux sortes d'amplification :

a) Amplification en tension ;

b) Amplification en puissance.

AMPLIFICATION EN TENSION

Nous savons que le fait d'appliquer une tension variable à la grille de commande d'une lampe fait varier le courant plaque. Le rapport de ces deux variations constituant le coefficient d'amplification en ampères ou pente :

$$a = \frac{d\,I\,p}{d\,U\,g}$$

La variation de courant plaque aurait pu être amenée par une variation de la tension anodique et le rapport des tensions plaques et grilles obtenant la même variation de courant plaque est le coefficient d'amplification en volts de la lampe.

$$k = \frac{d\,V\,p}{d\,U\,g}$$

Mais il est nécessaire d'appliquer à la grille de l'étage suivant une tension variable. Comment obtenir une tension quand on dispose d'un courant°? Il suffit d'introduire une résistance ou une impédance qui provoquera une chute de tension que nous appliquerons entre grille et cathode de la lampe suivante. Le rapport de la tension **Z i** aux bornes de l'impédance plaque à la tension **Ug** appliqué à la grille constitue le coefficient d'amplification en volts de l'étage :

$$A = \frac{Z\,i}{U}$$

Evaluons cette amplification A et voyons quelle est l'influence des caractéristiques du montage ou de la lampe sur cette amplification.

L'équation de la lampe est :

$$\rho\, i\, p = V\, p + k\, u\, g$$

La présence de l'impédance Z diminue la tension anodique d'une valeur Z i. Nous aurons donc :

$$\rho\, i = -\, Z\, i + k\, u$$

d'où

$$\rho\, i + Z\, i = k\, u$$

$$i\,(\rho + Z) = k\, u, \text{ et } i = \frac{k\, u}{\rho + Z}$$

La différence de potentiel que nous pouvons transmettre à l'étage suivant sera égale au produit par **Z** de ce courant,

$$Z\, i = \frac{k\, u\, Z}{S + Z}$$

L'amplification de l'étage est donc :

$$A = \frac{Z\, i}{u} = \frac{k\, Z}{\rho + Z} = \frac{k}{1 + \frac{\rho}{Z}}$$

Nous voyons que **k** et ρ déterminés avec la lampe choisie, il sera nécessaire d'avoir la **plus grande impédance Z possible** pour obtenir **la plus grande amplification à l'étage.**

Choix de la lampe. — Il est intéressant de connaître l'influence des caractéristiques de la lampe sur le coefficient d'amplification de l'étage : Mettons $\frac{k}{\rho}$ en facteur dans : $A = \frac{k}{1 + \frac{\rho}{Z}}$

Nous aurons :

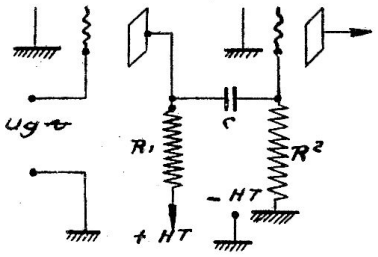
$$A = \frac{k}{\rho} \times \frac{1}{\frac{1}{\rho} + \frac{1}{Z}}$$

Nous concluerons de l'examen de cette relation qu'il sera préférable de prendre une lampe qui aura : 1° **Une forte pente** $\frac{k}{\rho} = a$; 2° A égalité de pente, la plus **grande résistance interne.**

Coefficient de qualité.— Choisir une lampe de forte pente veut dire qu'à résistance égale, nous choisirons celle qui aura le plus grand coefficient d'amplification . On donne le nom de **coefficient de qualité** au produit **k a** : il devra être le plus grand possible si l'on veut la plus grande amplification.

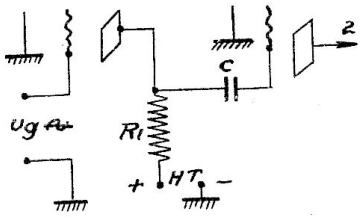
Maintenant que nous savons qu'il est nécessaire d'avoir la plus grande impédance Z possible, voyons quels avantages et inconvénients offrent les diverses résistances connues. Nous verrons en même temps, les différents moyens de liaison entre étage.

NATURE DE L'IMPEDANCE Z



1° **Résistance pure.** — La tension oscillante Ug appliquée à la grille donne un courant variable dans R_1; la chute de tension R_1 i est transmise à la grille suivante; le condensateur C empêchera la grille d'être au + HT et laissera passer la tension oscillante.

La chute de tension étant R_1 i, est indépendante de la fréquence. D'autre part, si l'on veut que A soit grand, il faut que R_2 soit grand. Si R_1 est grand, il y a une forte chute de tension plaque.

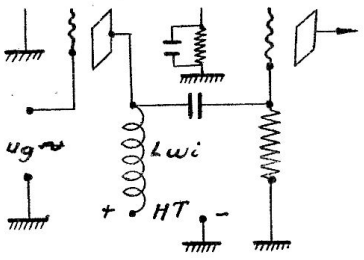


On n'utilisera donc cette sorte d'impédance que lorsque nous serons obligés de transmettre une grande bande de fréquence.

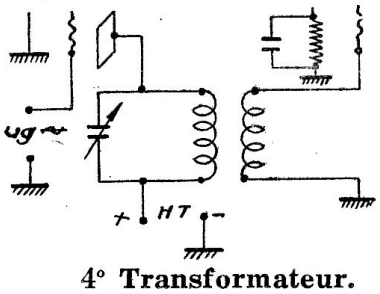
Supposons qu'au lieu du montage précédent, nous ayons effectué celui-ci en supprimant R_2.

Les oscillations sont appliquées à la grille de la lampe 2 à travers le condensateur C, par conséquent, au point de vu continue, cette grille est isolée ou « en l'air ». Les électrons captés par la grille s'accumuleront donc, la rendant de plus en plus négative. Au bout d'un certain temps, sa polarisation sera telle qu'elle repoussera tous les électrons; la lampe sera « **bloquée** ».

La résistance R_2, dite **résistance de fuite** de l'ordre de 10^5 à 10^7 ohms, aura pour but de faciliter l'écoulement de ces électrons et de fixer le potentiel de grille à une valeur moyenne autour de laquelle il veriera à une amplitude et une fréquence déterminées par la tension Ug appliquée à la grille de la première lampe.



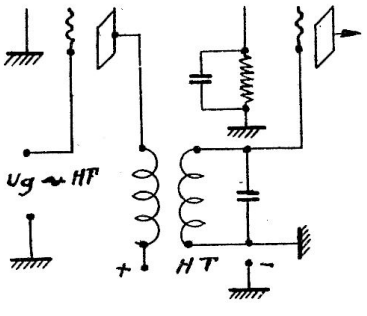
2° **Self.** — Dans ce cas, la chute ohmique devient négligeable, l'amplification dépend de la fréquence.



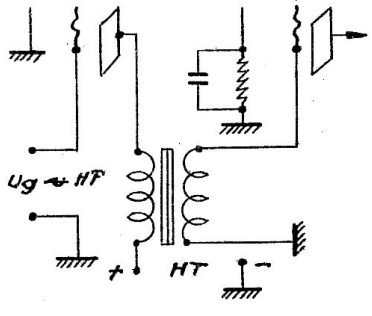
3° **Circuit antirésonant.** — L'impédance devient égale à $\frac{L}{C\,R}$ lorsque le circuit est accordé.

Ce circuit est le plus souvent utilisé en amplification haute fréquence.

4° **Transformateur.**



Montage
Haute-fréquence
Primaire
Apériodique
Secondaire
Accordé



Montage
Basse-fréquence
Transformateur
à fer

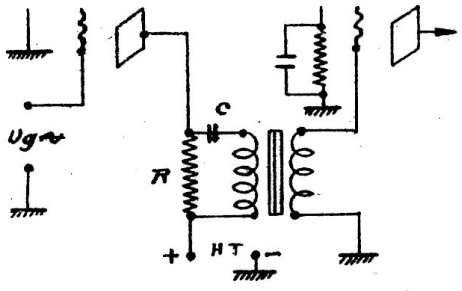
Cette solution est utilisée en H.F. et B.F. Dans les étages H.F., on peut employer, comme l'indique le schéma, un transformateur à primaire apériodique et secondaire accordé, soit un transformateur aux deux circuits accordés (transfos moyenne fréquence). Dans les étages B.F., on utilise un transfo à fer. De plus, ce mode de liaison offre l'avantage de pouvoir utiliser le rapport de transformation, ce qui permet un gain supplémentaire en tension.

Ce système offre des difficultés dans son établissement, car il faut tenir compte :

1° Des fuites magnétiques.

2° De la capacité entre enroulements.

Le montage par transformateur n'est presque plus utilisé avec les nouveaux tubes, surtout en B.F.



De plus, le courant anodique traversant le primaire du transfo provoque une induction magnétique qui peut saturer le circuit, ce qui entraîne des changements dans les caractéristiques et les propriétés du transformateur. On évite cet inconvénient par le montage ci-contre.

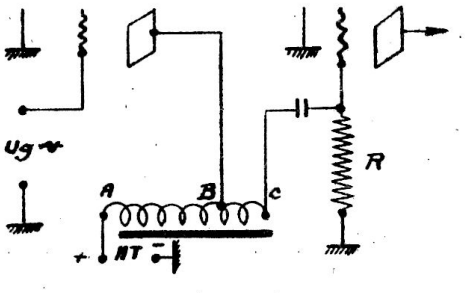
Le courant anodique traverse la résistance R. La composante alternative passe dans le primaire du transformateur.

Le courant anodique traverse la résistance R. La composante alternative passe dans le primaire du transformateur.

Avantages. — Le circuit magnétique a une perméabilité plus grande, ce qui compense la diminution de l'impédance due à la mise en parallèle de R.

Inconvénients. — Diminution de la tension anodique par chute Ri.

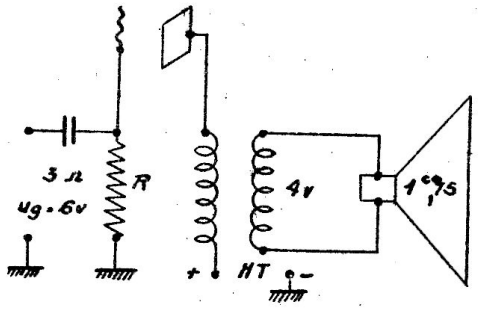
5° **Autotransformateur.** — L'enroulement primaire est constitué par la fraction AB de l'enroulement secondaire AC. La tension alternative est transmise par le condensateur C. La résistance R fixe le point moyen du potentiel grille.



AMPLIFICATION EN PUISSANCE

Utilisé chaque fois que nous aurons besoin d'un gain de puissance, en watts; par exemple, dans l'étage final pour actionner un haut-parleur ou un relai. L'amplification de la lampe utilisée n'a plus la même importance que dans l'amplification en tension. D'ailleurs, avant le dernier étage dit **de puissance,** on installe toujours des étages dits de **préamplification,** qui fonctionne en tension.

Nous devrons donc nous attacher à obtenir la plus grande puissance possible dans le circuit de sortie pour une même tension d'entrée.



Exemple :

Dans ce montage, la tension d'entrée est de 6^v et R = 3 mégohms. La tension de sortie est de 4^v.

« Gain en tension » = $a_t = \dfrac{H}{6} = 65\ \%$ **environ.**

Gain en puissance :

Il est donné par le rapport de la puissance sortie sur la puissance entrée

$$a_p = \frac{\text{puissance sortie}}{\text{puissance entrée}}$$

Puissance entrée = RI² = UI.

$$= 6^v \times \frac{6}{3 \times 10^6} = \frac{12}{10^6} = 10^{-5} \text{ watts.}$$

Puissance sortie = U I

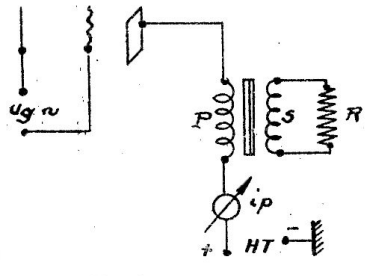
$$= 4^v \times \frac{4}{1{,}75} = 10 \text{ watts environ.}$$

Le gain est donc

$$a_p = \frac{10}{10^{-5}} = 10^6$$

Nous voyons que, malgrè le faible coefficient d'amplification en tension du tube (< 1) le gain en puissance est appréciable.

Puissance modulée et dissipée.



Supposons, dans le montage suivant, que le milli-plaque nous indique un courant anodique de 0,1 ampères, en l'absence de tension alternative.

La tension plaque étant 200 volts, la **puissance dissipée** qui apparaît sous forme de chaleur dans le tube est P = U I = 200 × 0,1 = 20 watts.

Il n'y a aucune tension aux bornes du secondaire, donc pas de puissance dissipée dans R.

Si nous appliquons une tension alternative à la grille, l'intensité moyenne demeure invariable, la puissance fournie par la source est de 20 watts. Mais il y a une tension alternative dans le secondaire et, par conséquent un courant dans **R** provoquant une perte de puissance **Ri²** par effet Joule, la puissance qui se dissipe ainsi est celle qui actionnerait un haut parleur, par exemple, on lui donne le nom de **puissance modulée** ou **puissance utile.**

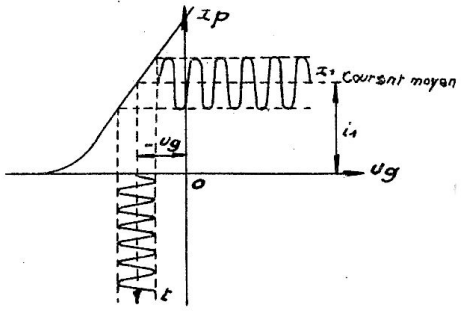
Le rapport $\frac{\text{puissance utile}}{\text{puissance dissipée}}$ constitue le rendement en puissance de l'étage. Il est à remarquer que l'échauffement du tube sera plus faible en fonctionnement dynamique.

DIFFERENTES CLASSES D'AMPLIFICATIONS

Il est intéressant de connaître les différents régimes de fonctionnement des étages d'amplification ; l'examen d'une caractéristique $I_p = f(ug)$ nous montre que l'amplification sera différente suivant que la tension oscillante de grille sera appliquée autour d'un point moyen de potentiel grille fixé.

La division des classes d'amplification se fera d'après la position de ce point moyen. Il existe trois classes principales A, B et C.

Classe A. — La tension de grille statique est négative et comprise entre le début de la partie rectiligne et le potentiel O.

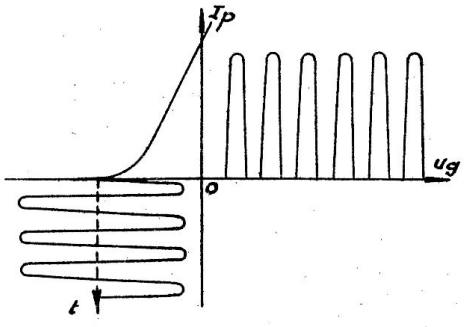


La tension oscillante ne dépasse jamais le potentiel O : il n'y a donc pas courant de grille.

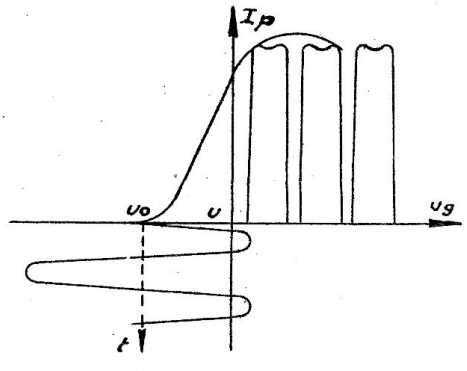
Au repos, il existe un courant i_a de plaque qui demeure invariable pendant le fonctionnement, l'amplification étant symétrique.

Ce procédé, dont le rendement est faible, est utilisé en HF et en BF pour les montages peu puissants.

Classe B. — Le point de fonctionnement est situé au début de la caractéristique. Au repos, le courant anodique est nul. Le régime n'amplifie que les alternances positives. La tension oscillante peut être supérieure à O : il peut donc y avoir courant grille. Rendement 70 %.



Utilisé en BF pour les postes puissants. Il doit être employé avec un montage symétrique (push pull) que nous verrons prochainement.



Classe C. — Le potentiel statique de grille est fixé à une valeur négative plus grande que le début de la caractéristique.

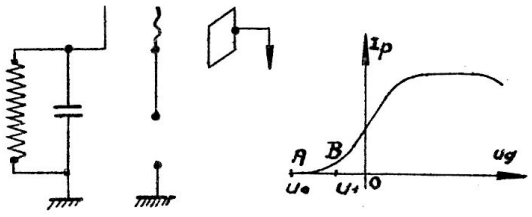
La tension oscillante est supérieure à Uo : il n'y a pas courant plaque au repos.

L'amplitude des oscillations peut être suffisante pour que le courant plaque atteigne la saturation.

Utilisé en HF pour les postes émetteurs puissants, son rendement peut atteindre 90 %.

Remarque sur les amplis, classe B.

Nous savons que la polarisation des grilles et cathodes se fait généralement par chute de tension dans une résistance insérée dans un circuit grille ou plaque parcouru par un courant à l'état de repos.



Dans les amplis classe B, nous venons de voir que l'on doit fonctionner au début de la caractéristique $I_p = f(ug)$. Or, nous pouvons polariser la grille **a — Vo** puisqu'il n'y a pas de courant plaque à ce point. Nous en serons réduits à un compromis (classe AB), où la polarisation U_i est voisine de U_o, mais suffisante pour qu'il y ait courant plaque.

Il serait évidemment possible de polariser la grille avec une source auxiliaire ou avec le courant d'une autre électrode (grille écran que nous verrons plus loin).

En conclusion, et de toute manière, nous serons encore amenés à choisir des lampes à forte pente,, en plus des raisons invoquées précédemment, pour le que le courant nécessaire à la polarisation soit vite obtenu.

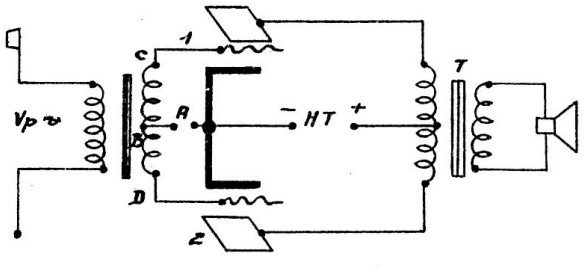
Classe auxiliaire AB ou A'. — Le potentiel statique **Uo** est fixé dans les régions courbes de la caractéristique. Le courant plaque est donc faible au repos (voir figure précédente).

L'amplificateur monté en AB fonctionnera :

1° En classe A pour les faibles tensions grille.

2° En classe B pour les tensions élevées. La distorsion est plus faible que dans le régime B.

Montage symétrique ou push-pull. — Employé pour remédier à l'inconvénient de la classe B.



Le potentiel statique de grille est fixé par la valeur de la polarisation en A : de sa position dépend le régime sous lequel fonctionne l'étage : régime B ou AB.

La grille de la lampe 1 reçoit la tension oscillante comprise entre B et C.

La grille de la lampe 2 reçoit également une tension oscillante: celle comprise entre B et D de même amplitude, mais décalée de 180°.

Des effets magnétiques des courants plaques 1 et 2 s'ajoutent dans le primaire du transformateur T. Une différence de potentiel de même fréquence que celle appliquée au premier transformateur, prend naissance au secondaire : l'amplification est très grande et la reproduction fidèle. Ce montage est très utilisé dans les étages de puissance.

CHAPITRE VI

LAMPES BIGRILLES ET PENTODES

INCONVENENTS DES LAMPES TRIODES

L'utilisation de la lampe triode en tant qu'amplificatrice HF et BF a présenté de nombreux inconvénients dont les principaux sont:

a) **Son faible coefficient d'amplification.** — Cette particularité a nécessité l'emploi de plusieurs étages successifs d'amplification, ce qui entraîne, par les capacités internes existant entre grille et anode, un couplage de réaction entre les circuits oscillants lorsqu'ils sont accordés sur la même fréquence.

b) **Sa faible résistance interne.** — Celle-ci, de l'ordre de 10^3 ohms, se trouve, en somme, en parrallèle sur l'impédance plaque.

Etant faible, le circuit plaque sera amorti et, par conséquent, la résonance sera peu aiguë.

c) **Sa capacité interne grille plaque.** — Dans l'étude de la lampe triode, nous avons constaté:

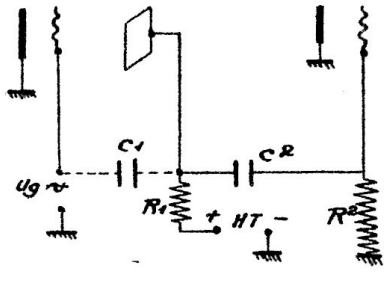
1° Que toute variation de tension grille entraîne une variation correspondante de courant plaque.

2° Que toute variation de courant anodique n'a aucun effet sur la tension grille.

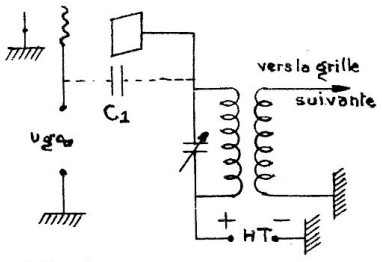
Or, en réalité, ces deux électrodes, voisines et parrallèles présentent une certaine capacité.

Celle-ci peut être considérée comme en dérivation sur l'impédance plaque, ce qui entraîne les inconvénients suivants, selon la nature de cette impédance.

1° **Cas d'une résistance.** — La capacité interne grille plaque est représentée par le condensateur C_1. L'examen de la figure nous montre que celle-ci peut être considérée comme en parallèle sur la résistance R_1. Par consiquent, la composante HF du courant anodique passera plus facilement par C_1 que par R_1 ce qui entraîne une diminution de l'amplification.



Cet inconvénient est la cause du peu d'utilisation des amplis à résistances en HF.

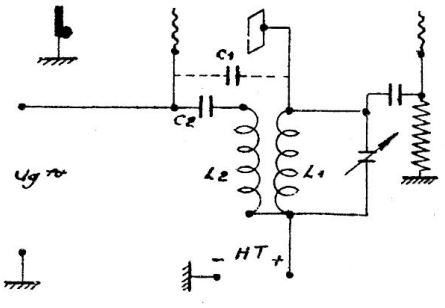


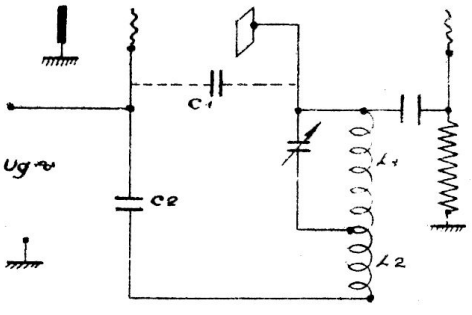
2° **Cas d'un circuit antirésonant.** — Dans ce cas, la capacité interne vient s'ajouter en dérivation sur le condensateur du circuit antirésonant. La figure montre qu'elle introduit aussi une sorte de couplage capacitif entre grille et anode qui peut entraîner, comme nous le verrons dans l'étude de la lampe oscillatrice, l'apparition d'oscillations propres à la lampe.

Cet « accrochage spontané », difficile à éviter, est un des principaux inconvénients des lampes triodes.

Différentes solutions ont été envisagées pour remédier à ces couplages parasites. La plus utilisée est celle obtenue par les montages **neutrodynes.**

Montages neutrodynes. — Consiste à transmettre à la grille des tensions égales mais de sens opposé, à celles qui sont dues au couplage grille-plaque.





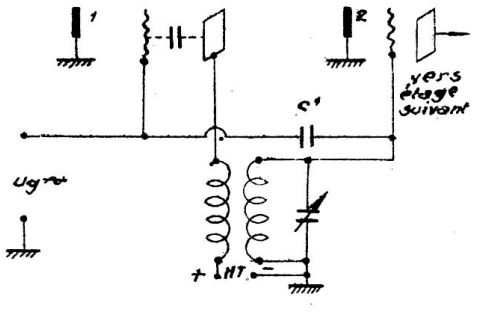
Dans les deux schémas ci-contre, la self L_2 couplée avec L_1 de telle manière que les flux soient inversés, transmet à la grille de la lampe à neutrodyner, par l'intermédiaire du condensateur C_2, une F.E.M. E_2 de signe contraire à la F.E.M. E_1 transmise par couplage grille-plaque dû à la capacité C_1. Les capacités sont telles que nous ayons : $C_1 E_1 = C_2 E_2$.

D'autre part, la valeur des tensions E_1 et E_2 est sensiblement donnée par la relation suivante :

$$\frac{E_2}{E_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

N_2 et N_1 étant les nombres de tours secondaire et primaire. Nous en tirerons la valeur à donner à C_2 pour une neutralisation parfaite :

$$e_2 = \frac{N_1 C_1}{N_2}$$



C_1 = Capacité du neutrodynage

Dans le cas d'une amplification à transformateur, nous utiliserons le montage suivant :

LAMPES BIGRILLES

Il existe deux sortes de bigrilles :

a) Lampe bigrille à grille écran.

b) Lampe bigrille à grille de champ.

1° Lampe à grille écran. — Cette lampe a été créée pour remédier aux inconvénients de la triode décrits précédemment. Elle ne diffère d'ailleurs de celle-ci que par l'adjonction d'une grille supplémentaire, appelée **grille écran,** entre la grille et l'anode. Cette nouvelle électrode est portée à un potentiel fixe positif inférieur à celui de la plaque.

Avantages. — a) Cette grille provoque une véritable séparation électrique entre la grille et la plaque, ce qui entraîne, par conséquent, une diminution appréciable de la capacité interne, qui devient de l'ordre de 10^{-9} farad.

b) Le coefficient d'amplification augmente, car cette grille accélère le flux electronique et permet d'éloigner la plaque.

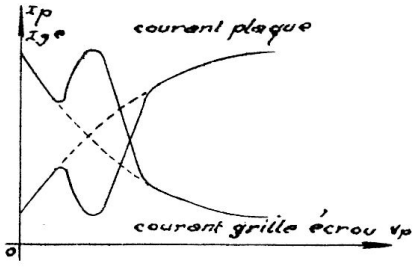
c) La résistance interne devient également plus élevée, ce qui influe sur la sélectivité.

Inconvénients. — Il est évident que cette nouvelle grille étant positive, captera un certain nombre d'électrons et sera donc le siège d'un courant.

Traçons les caractéristiques :

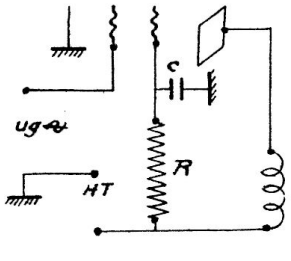
Ip = f (Vp) et

Ig écran = f (Vp).

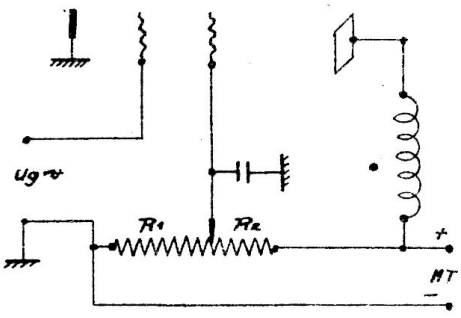


Nous observons que les caractéristiques sont loin de présenter des parties rectilignes. Elle donne deux points d'inflexion prononcés. Ce phénomène est dû à **l'émission secondaire.** Les variations de courant écran s'effectuent donc en sens inverse des variations du courant anodique.

Pour éviter l'émission secondaire, il était nécessaire de créer une barrière aux électrons émis par la plaque, et qui n'offre pas de résistance notable au passage des électrons cathodiques. C'est le rôle de la **pentode** que nous verrons plus loin.



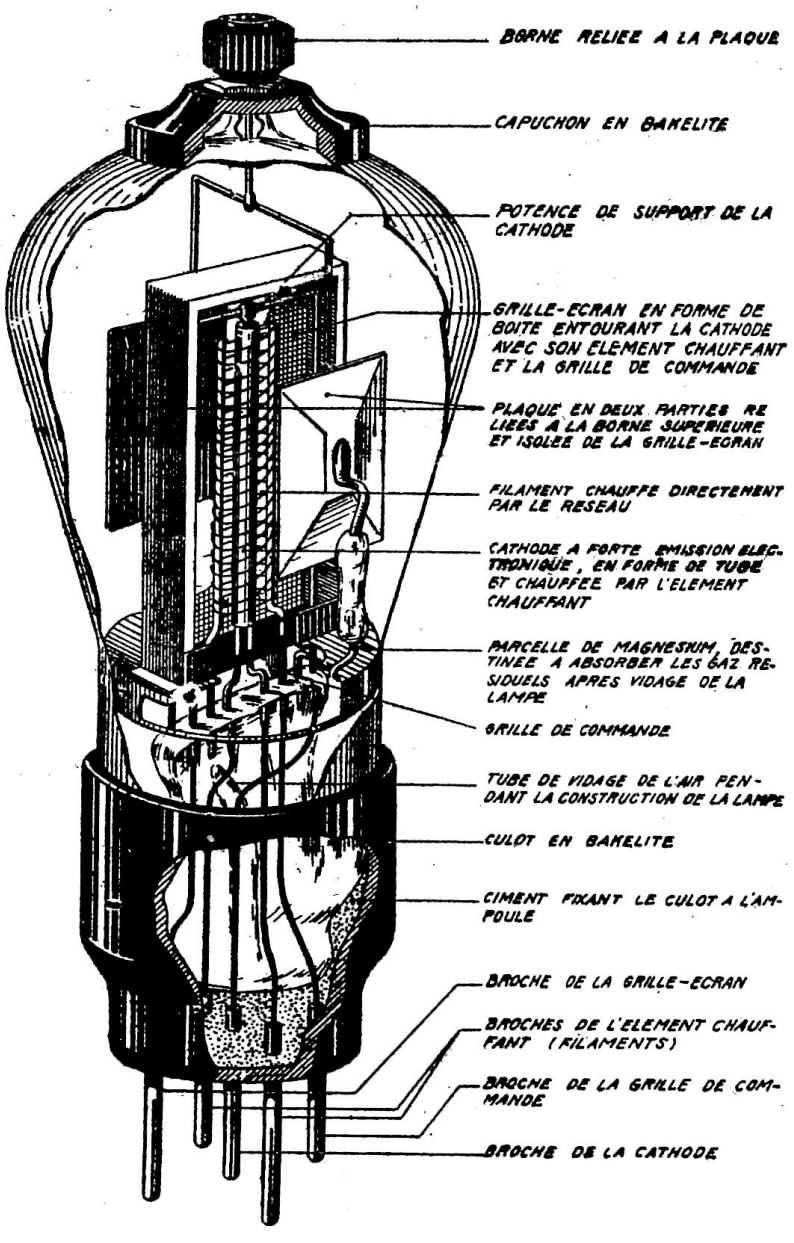
Polarisation grille écran. — La grille écran devant être portée à un potentiel inférieur à la plaque, mais néanmoins positif, il est possible de se servir du courant écran pour créer une chute de tension dans une résistance R. Le potentiel de la grille sera donc V_p — Ri. La tension écran subira des variations à la fréquence des variations de Ug commande. Ces variations instantanées nuiraient au bon fonctionnement du système. On y rémedie en mettant un condensateur C qui dérive vers la masse ces oscillations (condensateur de découplage).



Un meilleur rendement est obtenu en utilisant un montage potentiométrique.

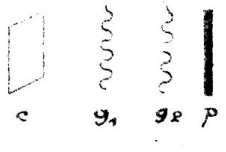
La polarisation grille écran ne variera pas sensiblement si la consommation du potentiomètre $R_1 + R_2$ est de beaucoup supérieure à celle de la grille écran.

Coupe d'une lampe à grille écran. — Nous remarquerons que la plaque est reliée à l'extrémité supérieure du tube pour éviter toute capacité parasite entre conducteurs.

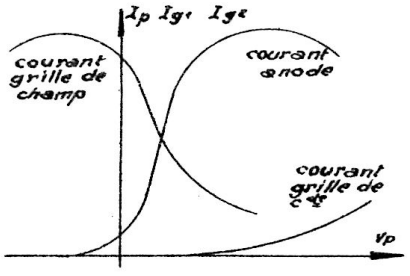


2° **Lampe à grille de champ.**

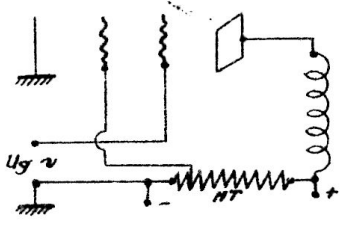
C : Cathode.
g_1 : grille de champ.
g_2 : grille de commande.
p : plaque.



Cette lampe a surtout été créée pour remédier aux inconvénients des charges spatiales. En effet, la grille g_1, dite grille de champ, est portée à un potentiel légèrement positif. Elle exerce donc immédiatement une attraction sur les électrons dès que la tension est appliquée.



Cette lampe fonctionne avec des tensions plaques relativement faibles, mais elles ont été abandonnées en raison du manque de parties rectilignes dans leurs caractéristiques.



Courbes caractéristiques:

$Ip = f(Vp)$

$Ig_1 = (Vp)$

$Ig_2 = f(Vp)$

d'une lampe à grille de champ.

LAMPE PENTHODE

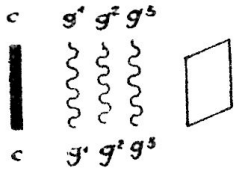
C: cathode.

g_1: grille de commande.

g_2: grille écran.

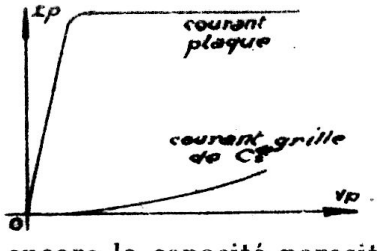
g_3: grille d'arrêt.

p : plaque.



Nous avons vu, dans l'étude de la bigrille à grille écran, que pour éviter le phénomène d'émission secondaire, il était nécessaire d'opposer un obstacle aux électrons anodiques. Pour cela, on a ajouté à la lampe écran, une troisième grille placée entre la plaque et la grille écran, et reliée à la cathode.

1° Les électrons cathodiques, qui ont une grande vitesse, en arrivant sur g_3, ne sont que légèrement freinés.



2° Les électrons anodiques qui viennent de quitter la plaque, sont sollicités par la force attractive de celle-ci et la force répulsive de la grille d'arrêt; ils ne peuvent donc atteindre la grille écran.

De plus, cette nouvelle électrode diminue encore la capacité parasite grille-plaque.

Utilisation. — Sa résistance interne très élevée, (1 à 2 mégohms) correspond a un coefficient d'amplification très élevé.

La penthode sera utilisée ainsi que nous le verrons plus loin:

a) Pour l'amplification HF ou MF.

b) Pour la détection plaque.

c) Comme oscillatrice modulatrice dans les changeurs de fréquence.

d) Comme lampe de puissance.

Son montage est identique à celui d'une lampe à grille écran, en tenant compte de sa résistance interne encore plus élevée.

Il existe des lampes plus complexes dont nous verrons la constitution et l'utilisation dans les prochains chapitres.

CHAPITRE VII

CIRCUITS OUVERTS

Généralités. — Nous avons étudié, dans les chapitres précédents, le moyen de produire des oscillations auto-entretenues, grâce au tube triode. Ensuite, nous avons vu le problème de l'amplification de ces oscillations. Il est donc possible d'envisager la construction d'un poste émetteur. Mais nous ne disposons pas encore de l'organe qui va permettre le rayonnement de l'énergie oscillante, d'où la nécessité d'étudier les circuits rayonnants avant d'aborder le problème de l'émission proprement dit.

RAYONNEMENT

Nous avons vu, en électricité, que le courant électrique composé d'électrons, donnait naissance à un champ magnétique. Ce champ magnétique représente une certaine énergie. Celle-ci a été prise à la source de courant à la fermeture de celui-ci, car le générateur est obligé de fournir une puissance supérieure à Ri^2 pour vaincre l'extra courant de fermeture.

Si les électrons s'arrêtent, le champ magnétique disparaît et son énergie apparaît sous forme d'extra courant de rupture ou d'une tension de self-induction.

Mais si nous arrêtons l'électron, l'énergie ne pourra pas rejoindre son support. Une rupture brusque d'un circuit fait apparaître une étincelle de rupture, mais donne naissance à un ébranlement électromagnétique.

Il faut donc, si l'on veut que l'énergie soit rayonnée, que la rupture ou le changement de sens du courant soit très rapide, d'où la nécessité d'employer des courants à haute fréquence.

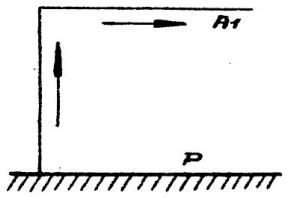
Champ électromagnétique en un point. — En tous les points de l'espace soumis au rayonnement, existe un champ électromagnétique.

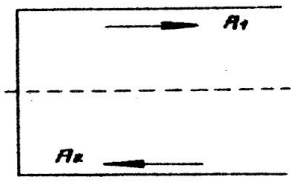
Nous admettrons le fait suivant :

En un point quelconque, il existe un champ électrique et un champ magnétique ; les deux champs sont deux manifestations différentes du même phénomène.

Le champ électrique est vertical. — Le champ magnétique est horizontal et perpendiculaire à la direction de la propagation.

Principe des images.





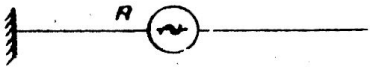
Le champ produit par le système formé du conducteur A_1 et du plan P, est le même que celui donné par le système formé du conducteur A_1 et d'un second conducteur A_2, symétrique par rapport au plan P et dans lequel le courant, en deux points symétriques, aurait des valeurs égales et de signes contraires.

Oscillations sur les lignes. — Pour que le rayonnement soit intense, il faut que les effets produits par les électrons qui circulent dans chacun des éléments du conducteur s'ajoutent.

Aussi, les meilleurs radiateurs d'ondes sont-ils les fils verticaux parcourus par des courant de même sens.

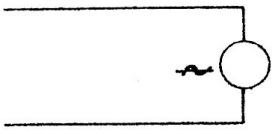
Le rayonnement d'une bobine ou d'un cadre est très faible.

Feeders. — Ondes progressives. — Les feeders sont les organes qui servent à transporter le courant depuis les générateurs jusqu'aux antennes.



Considérons une ligne illimitée vers la droite. Au point A on place un alternateur de potentiel $v = V. \cos \omega t$. Le calcul montre que l'onde est progressive, c'est-à-dire qu'elle se déploie vers la droite avec la vitesse de propagation et son amplitude décroît constamment.

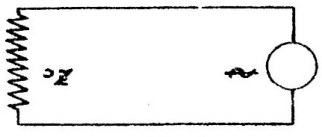
D'après le principe des images, nous pouvons remplacer une telle ligne par la ligne double suivante.



Les ondes restent progressives et l'on a :

$$\frac{V}{I} = Z_c = C^{te}$$

Cette constante Zc s'appelle **impédance caractéristique** de la ligne.



Pour réaliser un feeder de longueur limitée, il suffira donc de fermer la ligne au point choisi par une impédance égale à Zc.

Il n'y aura pas réflexion puisque les effets qui auront à vaincre la tension et le courant seront identiques à ceux qu'ils auraient à vaincre si la ligne était illimitée.

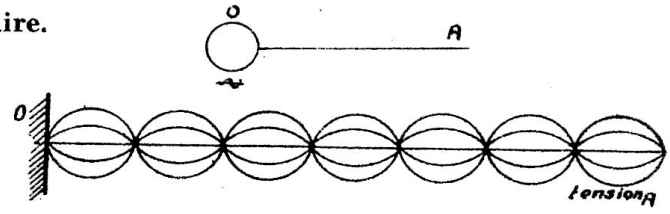
ANTENNES, ONDES STATIONNAIRES

Lorsque la ligne est limitée et que sa longueur n'est pas grande, les ondes, en arrivant en A.
se réfléchissent et donnent lieu à une onde régressive qui revient vers o.

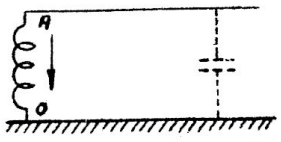
Les ondulations réfléchies sont égales à celles qui vont se réfléchir.

C'est le **régime stationnaire.**

Les antennes fonctionnent en régime stationnaire et oscillent par conséquent comme un circuit oscillant.

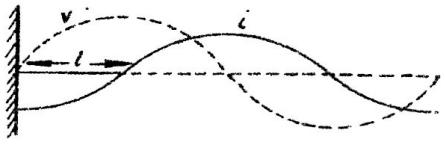


Circuit équivalent. — Considérons l'antenne ci-contre. On peut la comparer à un circuit oscillant dont le condensateur serait donné par l'intervalle fil-terre.



Les caractéristiques de ce circuit seraient les constantes effectives de l'antenne.

Antenne quart d'onde.

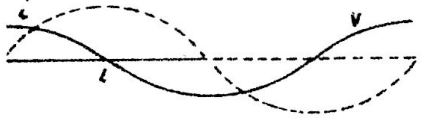


Soit le fil AB relié à la terre: la distribution du potentiel et du courant le long du fil nous montre, en se reportant à la définition de la longueur d'onde, que la plus grande λ sur laquelle il pourra rayonner est : λ en désignant par l la longueur du fil. En effet, la période sera effectuée entièrement sur une distance quatre fois plus grande que le fil. La longueur d'onde ainsi définie s'appelle la **fondamentale** de l'antenne.

On dit que celle-ci vibre en **quart d'onde.**

$$l = \frac{\lambda}{4}$$

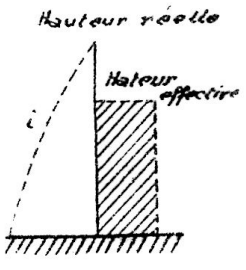
Antenne ½ onde.



Soit un fil de longueur l isolé dans l'espace. La distribution du courant et de la tension le long de ce condensateur nous montre que λ fondamentale sera égale à deux fois la longueur du fil. On dit que l'antenne vibre en demi-onde.

$$l = \frac{\lambda_F}{2}$$

Hauteur effective de rayonnement.



On appelle hauteur effective d'une antenne la longueur d'une antenne verticale qui serait parcourue sur toute sa hauteur par un courant d'intensité égale à l'intensité qui existe au ventre de la première et qui produirait la même intensité de champ rayonnée à la sur face du sol.

Rendement. — Le rendement d'une antenne est le rapport de la puissance rayonnée W à la puissance totale absorbée par le générateur W_T $r = \frac{W_R}{W_T}$

Harmoniques. — Nous avons vu que, la longueur d'onde:

a) $\lambda = 4\ l$ dans une antenne $\frac{1}{4}$ d'onde.

b) $\lambda = 2\ l$ dans une antenne $\frac{1}{2}$ onde, constituait la longueur d'onde fondamentale. On dit que l'antenne vibre sur sa fondamentale.

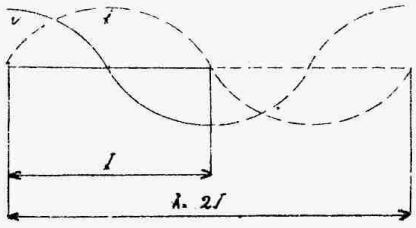
Sans étudier mathématiquement le phénomène, nous pouvons concevoir que l'antenne pourra vibrer sur d'autres longueurs d'ondes, du moment que la répartition du courant et de la tension soit telle que les conditions suivantes soient réalisées:

a) Ventre de tension, nœud de courant à une extrémité isolée.

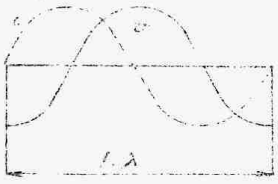
b) Nœud de tension, ventre de courant à une extrémité à la terre.

1° Cas des antennes demi-ondes.

a) Fondamentale.



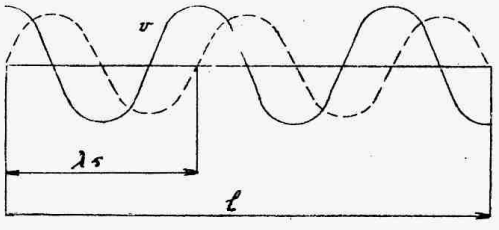
b) Harmoniques.



L'antenne a la même longueur l. La longueur d'onde correspondante à **la répartition de V et de I ci-dessus est égale à la longueur propre de l'anten**ne, soit: $\lambda = l$ d'où $\lambda = \frac{\lambda \text{ fondamentale}}{2}$

L'antenne vibre sur **harmonique 2.**

Il en serait de même pour toute autre répartition, si les conditions précédentes sont réalisées.

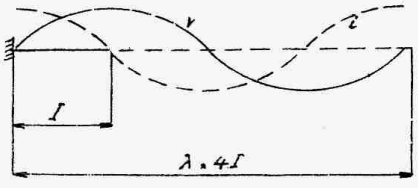


Par exemple l'harmonique 5 donnerait une longueur d'onde cinq fois plus petite que la fondamentale, ainsi que le montre la figure ci-contre.

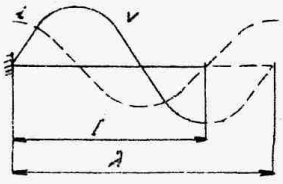
La longueur d'onde est $\lambda_5 = \frac{2\ l}{5}$

2° Cas des antennes quart d'onde.

a) Fondamentale.



b) Harmoniques.



La plus grande longueur d'onde réalisable après la fondamentale nous donnerait les courbes de répartitions suivantes :

L'examen de ces courbes nous montre que cette longueur d'onde est égale à : $\lambda_{II} = l \times \frac{4}{3}$

d'où nous tirons $\lambda_{HE} = \frac{\lambda \text{ fondamentale}}{3}$

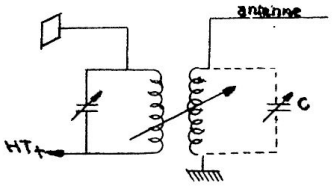
L'antenne vibre donc sur sa fondamentale (harmonique 1), puis sur harmonique 3. La nécessité de maintenir les nœuds et les neutres de V et de I nous montre que cette antenne ne vibre pas sur **harmoniques paires.**

Si, par exemple, la fondamentale est 200 m., nous trouverons des harmoniques à $\frac{200}{3}$ = 66 m. 66 pour harmonique 3.

$\frac{200}{5}$ = 40 m. pour harmonique 5.

Conclusion. — Quand on recevra la même émission sur différentes longueurs d'onde, la plus grande de celle-ci sera la fondamentale de l'émetteur. En d'autres termes, une harmonique est toujours plus petite que la fondamentale.

ALIMENTATION DES ANTENNES D'EMISSION



Généralités. — Il semble à première vue que l'on peut réaliser le transfert des oscillations du système oscillant au système rayonnant par un couplage électromagnétique semblable à la figure ci-contre.

Comme il est souvent préférable d'accorder l'antenne pour obtenir un maximum de rayonnement, la mise en parallèle du condensateur C sur la self d'antenne permet cet accord. L'étude du couplage sera faite dans le chapitre « Emission ».

L'inconvénient de ce système est que la partie couplée participe au rayonnement; comme elle est nécessairement dans le poste émetteur lui-même, son rendement sera mauvais.

Il serait préférable d'utiliser:

a) Un circuit d'accord compris dans l'émetteur et ne rayonnant pas.

b) Un feeder servant au transport des oscillations jusqu'à l'antenne.

c) L'antenne proprement dite vibrant en demi-onde.

C'est la solution la plus généralement adoptée (antenne Lévy, Zeppelin, Conrad, etc.). Néanmoins, l'antenne quart d'onde est le plus souvent utilisée dans le matériel terrestre d'aéronautique.

Il existe deux systèmes d'alimentation des antennes.

a) Avec antenne désaccordée;

b) Avec antenne accordée.

Alimentation avec antenne désaccordée. — Dans ce cas, par un couplage généralement électromagnétique très énergique, on impose les oscillations au circuit antenne; employé surtout en ondes courtes.

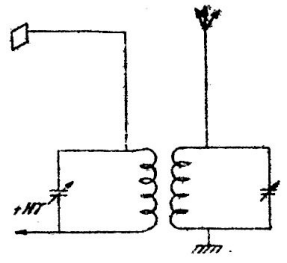
Alimentation avec antenne accordée. — On dit qu'une antenne est accordée quand elle a une période propre telle que la répartition du courant et de la tension correspond aux cas étudiés plus haut (fondamentale ou harmoniques). Le couplage peut être électromagnétique, statique ou mixte.

Nous distinguerons deux modes d'attaque dans les antennes accordées.

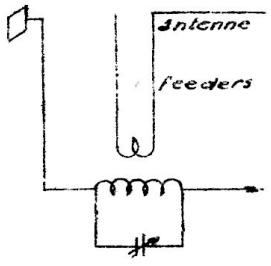
1° Attaque en tension. — Le couplage s'effectue en un point où existe un ventre de tension. Ce point d'attaque diffère suivant qu'il s'agit d'émettre sur fondamentales ou harmoniques.

Dans une antenne quart d'onde, nous mettrons un circuit oscillant à la base de l'antenne, dont un point est à la masse, l'autre à l'endroit de l'antenne où l'on désire un ventre de tension.

Dans une antenne demi-onde, nous réaliserons, par exemple, le dispositif ci-dessous :



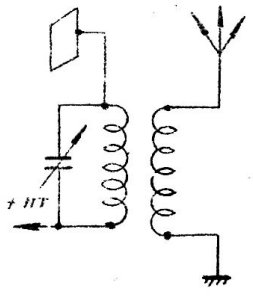
Antenne quart d'onde



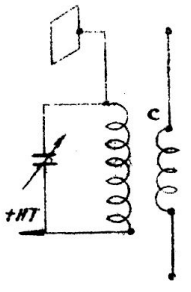
Antenne demi-onde Zepplin

2° Attaque en intensité. — Dans une antenne demi-onde, l'attaque aura lieu à l'intérieur de l'antenne, en un ventre d'intensité.

Dans une antenne quart d'onde, l'attaque se fera à la base.



Antenne quart d'onde



Antenne demi-onde

L'étude du rayonnement des antennes sera faite dans le chapitre « Emission ».

ANTENNES COMPLEXES

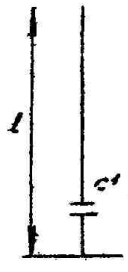
Capacité au sommet. — Si on dispose une capacité au sommet d'une antenne, le courant, au sommet, n'est plus nul, mais égal au courant de charge de la capacité.

Cela revient au même que d'avoir prolongé l'antenne d'une longueur **h**.

La longueur d'onde fondamentale est donc

$$\lambda = 4\ (l + h)$$

Capacité à la base. — Si on dispose un condensateur C_1 à la base et si C est la capacité de la terre, on a :

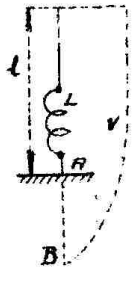


$$\frac{1}{C_E} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C} = \frac{C + C_1}{C\,C_1}$$

d'où $$C_E = \frac{C\,C_1}{C + C_1} = \frac{C_1}{\frac{C_1}{C} + 1}$$

Si C est très grand, on peut dire $C_E = C_1$

Si C_E est très petit, l'antenne est isolée du sol. On voit donc que le fait de mettre un condensateur permet de faire varier la fondamentale de $\lambda = 4$ l si. C_E est grand à $\lambda = 2$l si. C_E est petit.



Self à la base. — C'est le cas le plus fréquent. Le potentiel, au point A prend une valeur

$$(L + L_E)\ \omega\ I.$$

On prolonge l'antenne dans le sol et la fondamentale augmente jusqu'à une valeur

$$\lambda = 4\ (1 + AB).$$

Conclusion. — En disposant une self ou une capacité à la base d'une antenne, on peut modifier dans de grandes proportions la longueur d'onde fondamentale de celle-ci.

Mais le fait d'intercaler une self modifie la répartition du courant et diminue, par conséquent, la hauteur de rayonnement.

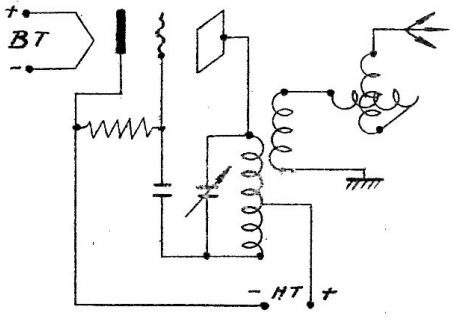
Champ d'une antenne. — Le champ produit par une antenne est maximum dans une direction perpendiculaire à sa direction. Il est minimum dans le prolongement de l'antenne.

Nous en concluerons qu'une antenne verticale rayonne surtout vers l'horizon et qu'une antenne horizontale rayonne surtout vers le zénith.

CHAPITRE VIII

EMISSION

POSTES EMETTEURS



Emetteur à auto-excitation. — Nous avons étudié dans les chapitres précédents tous les organes nécessaires à l'installation d'un poste émetteur. Nous pouvons donc monter un poste émetteur composé d'un étage oscillateur et d'un étage rayonnant alimenté par l'intermédiaire d'un feeder.

Nous avons ainsi réalisé un poste émetteur simple dit à **auto-excitation.** Mais ce genre de poste ofre un inconvénient c'est l'instabilité de la fréquence de son émission.

Nécessité de la stabilité. — Un grand nombre de stations émettrices existant, il est évident que leur longueur d'onde doit être voisine. Donc, pour éviter les brouillages et pour éviter d'être obligé de régler à chaque instant le récepteur, on conçoit qu'il est nécessaire que la longueur d'onde de chaque poste soit stable.

Causes d'instabilité. — a) Déformation des organes constituant le circuit oscillant émetteur.

b) Variation de régime.

c) Déformation des circuits extérieurs.

Stabilisation. — Malgré de grandes précautions au montage, le choix de matériaux appropriés (lampes, selfs, capacités, etc), la fréquence de l'émission n'était pas assez précise.

La suppression de l'instabilité a été obtenue par la création des **postes pilotes.**

POSTES PILOTES

Généralités. — Un poste émetteur pilote se compose de trois parties distinctes ayant un rôle bien défini.

1° Pilote. — C'est un étage oscillateur qui sera chargé de produire la fréquence stable. On ne lui demandera pas une grande puissance. L'étage pilote peut être de deux sortes :

a) Pilotage par quartz;

b) Pilotage par circuit oscillant.

2° **Amplificateur.** — Cet étage reçoit une F.E.M. de faible amplitude, mais de fréquence constante du pilote. Il sera chargé d'amplifier cette F.E.M. et sera conçu uniquement dans ce but. Suivant la puissance, on disposera un ou plusieurs étages (fonctionnant généralement en classe C).

3° **Antenne.** — Chargée de rayonner, l'énergie reçue du dernier étage ampli. Toute variation des caractéristiques de cet étage peut entraîner une variation de la charge du dernier ampli, mais n'influera pas sur la fréquence de l'émission.

Pilotage par quartz. — Le quartz est un cristal offrant la particularité suivante:

Toute compression entraîne l'apparition de charges électriques égales et de signes contraires sur les faces opposées.

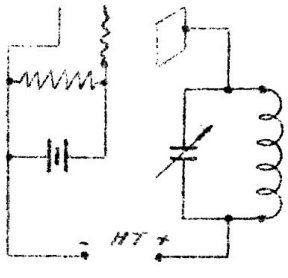
L'étude complexe des phénomènes de ces cristaux constitu la **piézo-électricité.** Le quartz comporte trois axes:

a) Axe électrique;

b) Axe mécanique;

c) Axe optique.

Il doit être taillé d'une certaine manière et ayant une certaine épaisseur, oscille sur une certaine longueur d'onde. Le quartz doit être tenu à température et à pression constante pour que la fréquence soit stable. La gamme des longueurs d'ondes réalisables est limitée par l'épaisseur de la lame de quartz.



Pour les ondes courtes, on emploie généralement des montages doubleurs de fréquence.

Le montage est simple, ainsi que le montre le schéma ci-dessous.

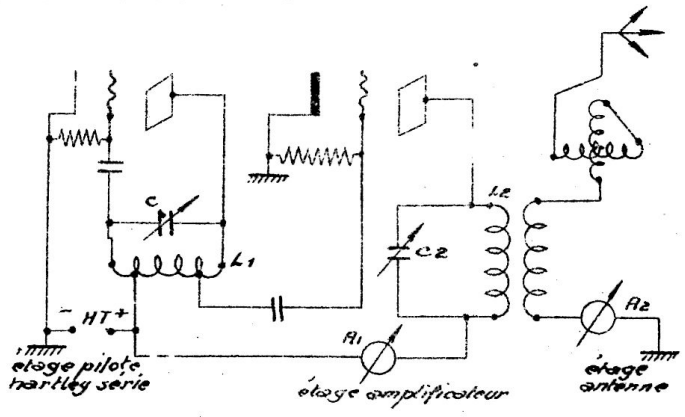
La lame de quartz est placée entre deux armatures laissant un léger intervalle. L'ensemble est placé dans le circuit grille. Le potentiel moyen de grille est fixé par la résistance R.

Pilotage par circuit oscillant. — Ce circuit sera étudié et construit spécialement pour que ses caractéristiques ne varient pas.

Le type de montage diffère avec les constructeurs; l'Hartley est très souvent employé.

Réglage d'un poste-émetteur-pilote. — Il est maintenant intéressant de savoir régler le poste sur une certaine fréquence et obtenir la plus grande puissance à l'émission.

Soit le poste émetteur suivant:



Voyons maintenant comment effectuer le réglage des étages successifs de ce poste.

Réglage pratique. — 1° Pilote sur une λ donnée.

La fréquence des oscillations qui prennent naissance dans cet étage est déterminée par la valeur des caractéristiques du circuit L et C.

On peut, pour effectuer le réglage:

a) Soit faire osciller le pilote et vérifier avec un contrôleur d'onde;

b) Soit donner à L_1 et c_1 des valeurs déterminées par un tableau d'étalonnage établi en usine.

2° Amplificateur.

Faire varier le condensateur variable C_2 jusqu'à obtenir au milli plaque A_1 un minimum de valeur du courant anodique.

3° Antenne.

Faire varier la self d'antenne en agissant sur le variomètre jusqu'à obtenir:

a) Un maximum de valeur du courant anodique ampli;

b) Un maximum de valeur du courant d'antenne A_2.

Réglage théorique. — 1° Pilote.

Toute variation de L ou de C entraîne une variation de $T = 2\pi\sqrt{LC}$ et, par conséquent de $S = VT = 2\pi V\sqrt{LC}$.

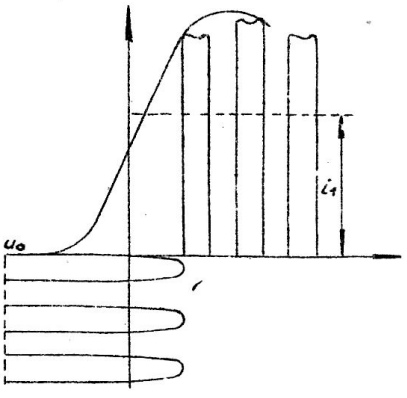
2° Ampli sur pilote.

Nous recherchons, dans ce cas, la plus grande valeur de l'amplification de l'étage.

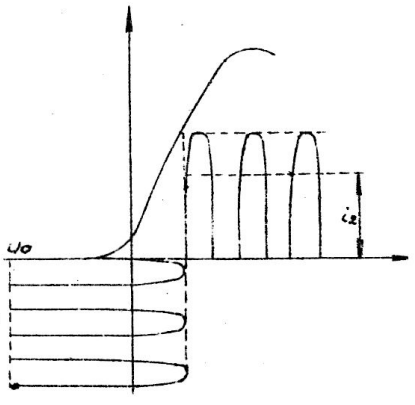
$$A = k \times \frac{1}{1 + \frac{\ }{Z}}$$

Nous voyons dans cette relation qu'il sera nécessaire d'avoir Z maximum pour obtenir la plus grande valeur de A.

Caractéristique statique



Caractéristique dynamique



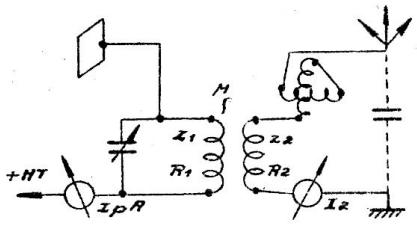
En régime statique, la pente est égale à $a = \frac{k}{\rho}$ (fig.1). Pendant le réglage du pilote, le circuit plaque ampli est désaccordé; son impédance Z est faible et la pente est sensiblement la même qu'en régime statique. Le courant moyen de plaque ampli indiqué par le milli a pour valeur i_1.

Pour avoir une bonne amplification, il faut que Z soit maximum. Mais si Z augmente, la pente de la caractéristique qui est maintenant

$$a_d = \frac{k}{\rho} \times \frac{1}{1 + \frac{Z}{\rho}} \text{ diminue}$$

elle est **minimum** quand Z est **maximum.** C'est pour cela que le courant moyen est minimum et a pris une valeur $i_2 < i_1$ à l'accord.

Réglage de l'antenne.



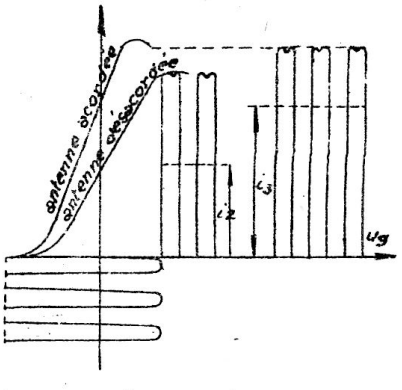
Lorsque le circuit antenne est accordé son impédance Z_2 est **minimum,** ce qui explique le maximum de courant antenne.

D'autre part, le couplage de l'antenne à l'ampli a eu pour effet d'augmenter la résistance R_1 du circuit ampli jusqu'à une valeur : $R'_1 = R_1 + \rho^2 R_2$

Or, nous savons que ρ, rapport de transformation est égal à $\frac{M\omega}{Z_2}$

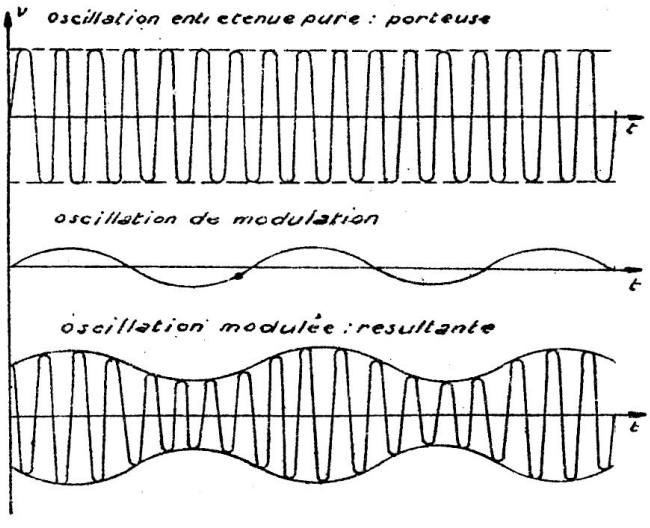
Z_2 **est minimum,** donc ρ **est maximum,**

Si ρ **est maximum,** R'_1 **est maximum et,** par conséquent, l'impédance $Z_1 = \frac{L^2\omega^2}{R'_1}$ du circuit ampli **est minimum :** il en résultera que la pente $a = \frac{k}{\rho} \times \frac{1}{1 + \frac{Z}{\rho}}$ augmentera et passera par un **maximum** également. Le courant moyen de plaque ampli prendra une valeur $i_3 > i_2$.



MODULATION

Nous avons vu, dans l'étude du circuit oscillant fermé, qu'il était possible d'obtenir des ondes entretenues modulées. Voyons en détail ce sujet et ses applications à la transmission radioélectrique.

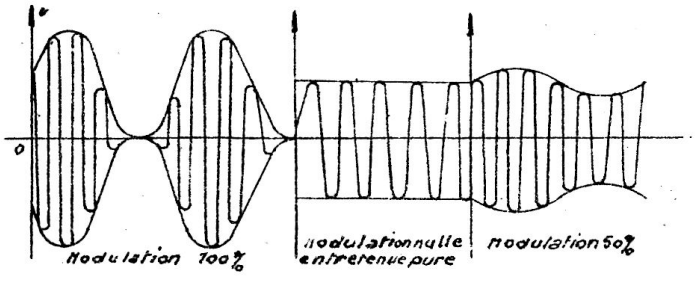


Principe : La modulation consiste à faire varier périodiquement l'amplitude du courant haute fréquence, à une certaine fréquence dite de **modulation.** L'oscillation entretenue pure de base prend le nom de **porteuse.**

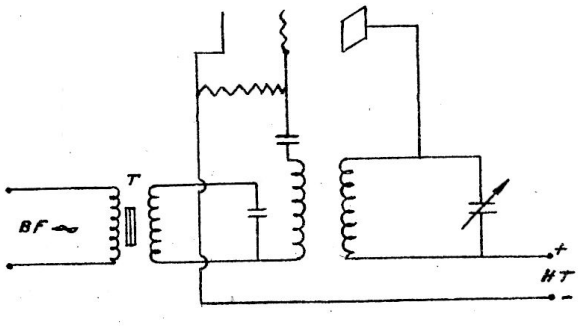
Nous voyons, par ces graphiques que l'amplitude de l'onde porteuse est modulée à la fréquence de l'oscillation de modulation.

Profondeur de modulation. — La valeur de l'amplitude de l'onde porteuse peut varier plus ou moins suivant la valeur de l'amplitude de l'onde de modulation.

Le rapport $\frac{\text{1 max modulation}}{\text{1 max porteuse.}}$ constitue la **profondeur de la modulation ou taux de modulation;** il s'exprime en %.



Procédés de modulation.

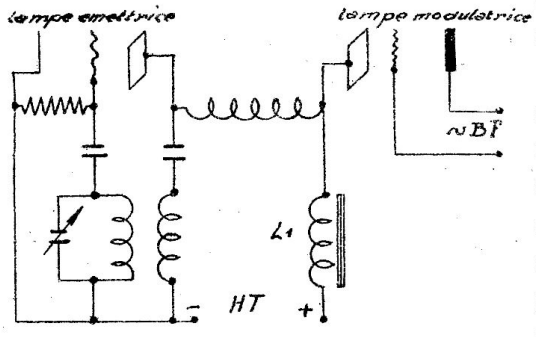


1° Modulation par la grille.

Soit un montage ordinaire de lampe auto-oscillatrice. Le potentiel de grille variera autour du point fixé par sa polarisation, à une fréquence déterminée, transmise par le transformateur T.

Dans les émetteurs pilotés, on peut agir sur une grille d'un étage ampli.

2° Modulation par la plaque.



Les circuits plaques des lampes émettrices et modulatrices sont alimentés en parallèle.

Or, la plaque de la modulatrice est le siège de variations de courant dues aux variations de tension B.F. sur la grille. L'intensité totale restant sensiblement constante, la self de choc L ne permettant pas au courant de suivre ces variations, il est évident que la plaque émettrice subira les mêmes variations en sens inverse.

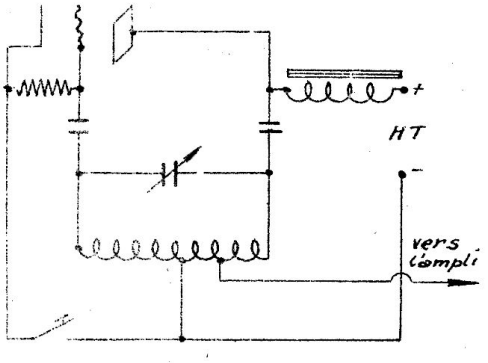
EMISSION

On peut considérer, suivant la nature des signaux à transmettre, deux sortes d'émission.

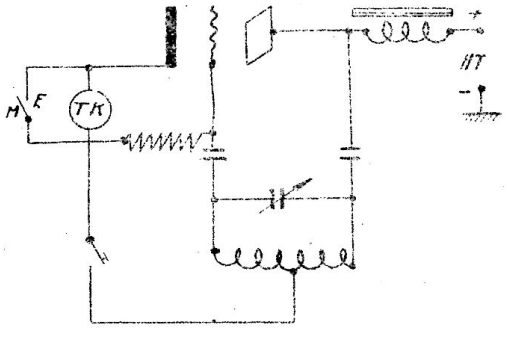
1° Télégraphie, qui est la transmission des signaux Morse;

2° Téléphonie, transmission de la parole et de la musique.

Télégraphie. — Le problème consiste à transmettre une série de signaux longs et brefs. Pour cela, il suffit d'empêcher les oscillations de se produire suivant une cadence reproduisant les signaux à transmettre. On obtient se résultat en plaçant un interrupteur spécial ou manipulateur, sur le retour du courant plaque, par exemple, ainsi que le montre le schéma ci-contre.



Les oscillations ne prennent naissance que lorsque le manipulateur est baissé. On peut encore constituer un poste émetteur en **télégraphie modulée.** La modulation est alors généralement effectuée par un organe nommé tikker.

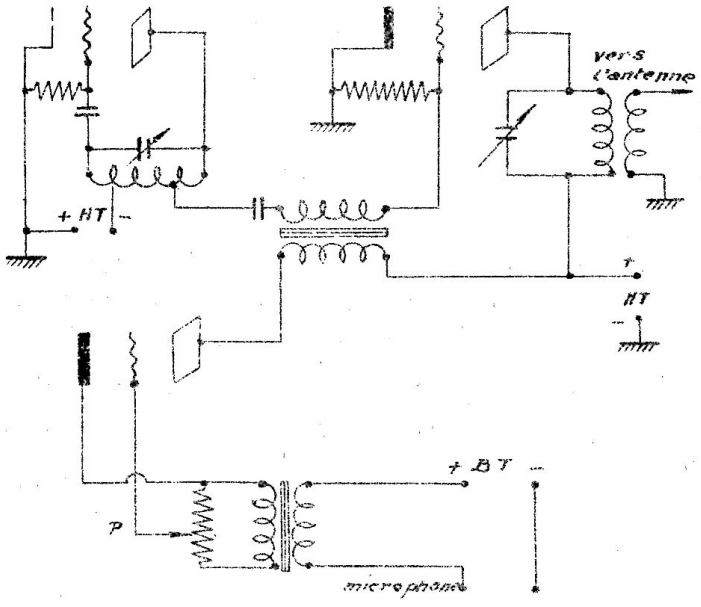


Le tikker, qui est une espèce de collecteur dont certaines lames opposées sont court-circuitées deux à deux est solidaire d'une machine (génératrice alimentant le poste). Il provoque donc des coupures dans le circuit

grille. Un interrupteur A permet de le court-circuiter (émission en entretenues pures) ou de le mettre en circuit (émission en modulées).

Il est évident que le tikker peut être intercalé par exemple, dans l'alimentation d'une grille écran.

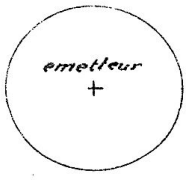
Radiotéléphonie. Il s'agit de transmettre de la parole ou de la musique.

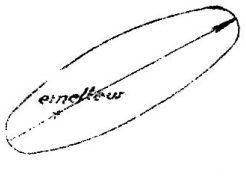


Dans le schéma ci-contre, la parole agit sur un microphone, qui provoque des variations de courant dans le primaire du transformateur A. Le secondaire agit sur la grille, on porte celle-ci à un potentiel variable grâce à un potentiomètre P. Le courant anodique varie suivant une fréquence égale à celle de la parole, ce courant traverse un transfo dit de **modulation,** dont le secondaire agit sur la grille de commande de l'étage ampli du poste pilote. Il existe évidemment bien des variantes de cet exemple, qui ne sert qu'à fixer les idées.

EMISSION DIRIGEE

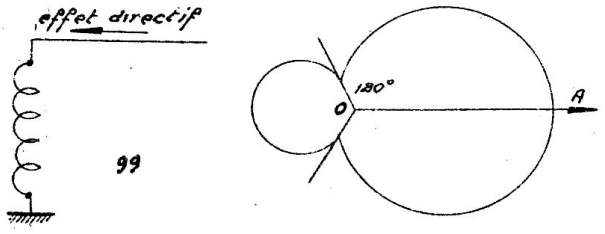
Le but de l'émission dirigée est de limiter à une direction choisie la zone de réception. Une antenne ordinaire, constituée par un simple fil vertical rayonne également dans toutes les directions. Donc, en principe, à distance égale, l'intensité de réception devrait être identique. C'est ce que l'on traduit par le tracé ci-contre, appelé caractéristique de l'émetteur à la distance considérée. Une telle antenne n'a donc aucun effet directif. Par contre, si en traçant autour de l'émetteur, à distance égale, une courbe ayant pour amplitude une grandeur proportionnelle à l'intensité de réception à cette distance, nous obtenons la caractéristique suivante, nous pourrons dire que cet émetteur a un effet directif marqué vers le point A.





Il existe de nombreuses sortes de dispositifs d'émission dirigée.

Antenne Marconi.



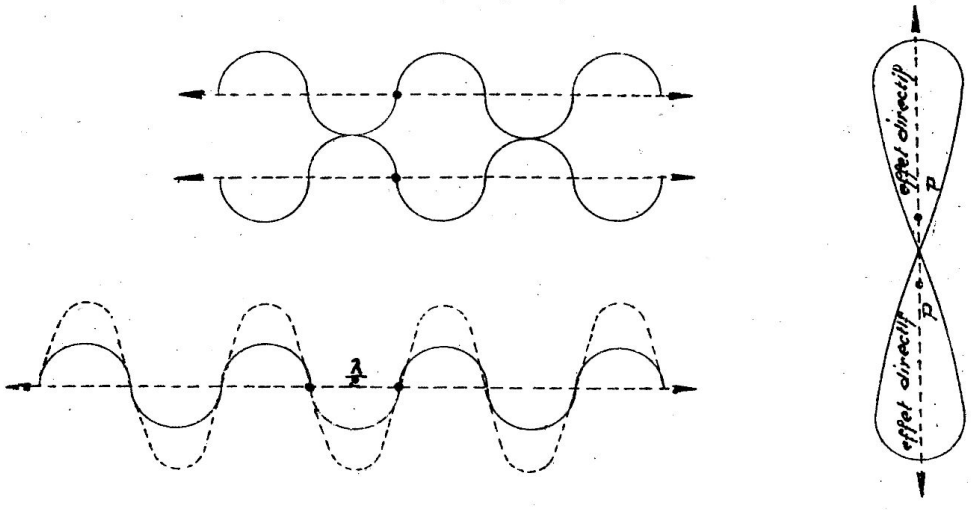
Cette antenne a un effet directif dans le sens opposé à l'extrémité du fil, et d'autant plus important que la hauteur de l'antenne est petite par rapport à sa longueur.

Aérien de Blondel. — Ce système est constitué par deux antennes simples verticales distantes d'une demi-longueur, et alimentées avec un décalage π. Nous constatons, sur les figures ci-contre :

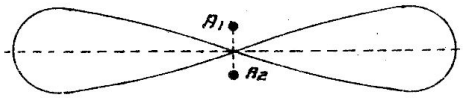
1° Que dans le plan des antennes, les F.E.M. s'ajoutent;

2° Que dans un plan perpendiculaire, les F.E.M. se retranchent;

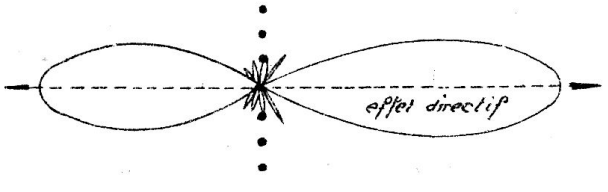
3° Qu'en conséquence, l'effet directif sera dans le prolongement du plan des antennes.



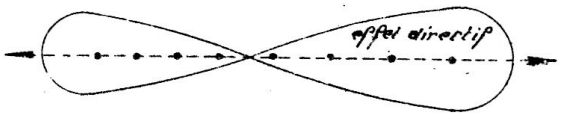
Aérien de Stone. — Semblable à l'aérien de Blondel, seuls, les courants d'alimentation sont en phase. L'effet directif sera évidemment inverse, c'est-à-dire, dans une direction normale au **plan des antennes.**



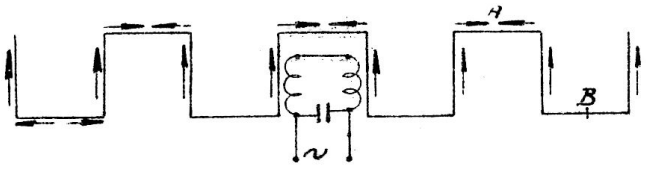
Rideau simple d'antennes verticales en phase. — Constitué par **n** antennes parrallèles distantes de $\frac{\lambda}{2}$ et excitées par des courants en phase, l'effet directif se fait sentir dans un plan normal à celui du rideau.



Rideau simple d'antennes déphasées. — Si les antennes sont excitées par des courants décalés d'une demi-période, l'effet directif se fait sentir dans le plan des antennes.



Antennes en grecques. — Constituées par un ensemble de conducteurs disposés comme l'indique la figure et alimenté par un oscillateur en son mi-



lieu. La longueur des fils est telle que AB. = $\frac{\lambda}{2}$ Les brins verticaux étant parcourus par des courants de même sens rayonnent seuls.

Miroir réflecteurs. — La concentration des ondes paraît d'autant plus facile que la longueur d'onde diminue. Pour effectuer une concentration, on a pensé à réfléchir le rayonnement d'une antenne verticale avec un miroir parabolique, généralement constitué par un rideau d'antennes verticales.

L'antenne d'émission se trouvant au foyer du miroir, les ondes sont réfléchies et concentrées suivant l'axe de la parabole. Ce procédé est utilisé en ondes très courtes, car la longueur d'onde doit être inférieure aux dimensions du miroir.

Avantages de l'émission dirigée. — L'émission dirigée permet une augmentation du rendement des communications, un accroissement de la sécurité de celles-ci, le désencombrement de l'espace ainsi soustrait au rayonnement et enfin une économie de puissance assez importante.

CHAPITRE IX

PROPAGATION DES ONDES

PROPAGATION

Nous avons vu, dans les chapitres précédents, les différents montages d'émetteurs et les circuits ouverts. Il serait intéressant de savoir comment se propagent les ondes hertziennes.

Portée d'une émission. — La portée d'une émission est la distance à laquelle un émetteur de puissance rayonnée 5 kW donne un champ de 10 microvolts-mètre.

Constitution de la haute atmosphère. — Les régions de la haute atmosphère comportent une proportion importante de molécules ionisées (ionosphère).

On a situé, vers une centaine de kilomètres de hauteur une couche dénommée couche K.H., où la densité d'ionisation est très grande.

Vers 200 kilomètres se trouverait une deuxième couche (couche d'Appleton) de densité plus importante encore.

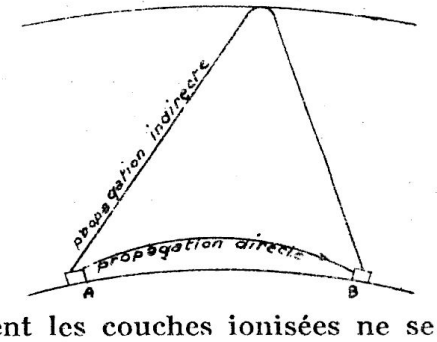
Causes de l'ionisation. — Celle-ci est attribuée au rayonnement ultraviolet du soleil.

Absorption. — Les calculs ont permis de déterminer les lois suivantes:

1° L'absorption est proportionnelle au carré de la longueur d'onde.

2° Elle est aussi proportionnelle au nombre de molécules par cm^3.

Différentes sortes de propagation. — Ces diverses couches ont pour effet, dans certaines conditions, de réfléchir les ondes vers la terre, ce qui permet d'envisager qu'en un même point, peuvent se trouver des ondes d'un même poste émetteur, ayant un certain déphasage; les unes ayant suivi une **propagation directe,** les autres ayant été réfléchies par la couche K.H. et d'Appleton (**propagation indirecte**).



Angle limite. — Les ondes qui atteignent les couches ionisées ne se réfléchissent pas toutes. Elles peuvent être simplement réfractées. L'angle de réflexion totale est proportionnel à la fréquence.

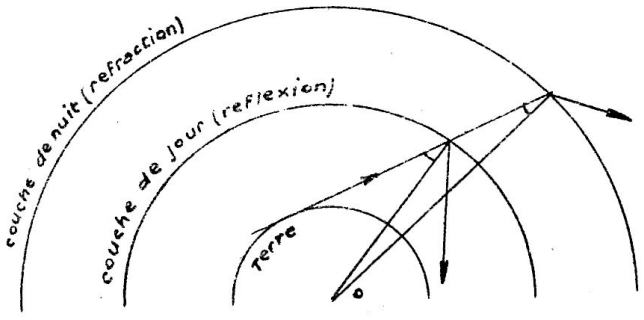
Portée diurne et nocturne. — L'ionisation de la couche dépendant du soleil, celle-ci sera plus basse le jour que la nuit.

Par conséquent, les ondes diurnes se propageront avec une portée plus faible, car le réflecteur est plus bas, et l'absorption est plus grande.

Ondes longues. — L'absorption est importante. Seule la propagation directe subsiste, ce qui explique le peu d'écart entre les portées diurne et nocturne.

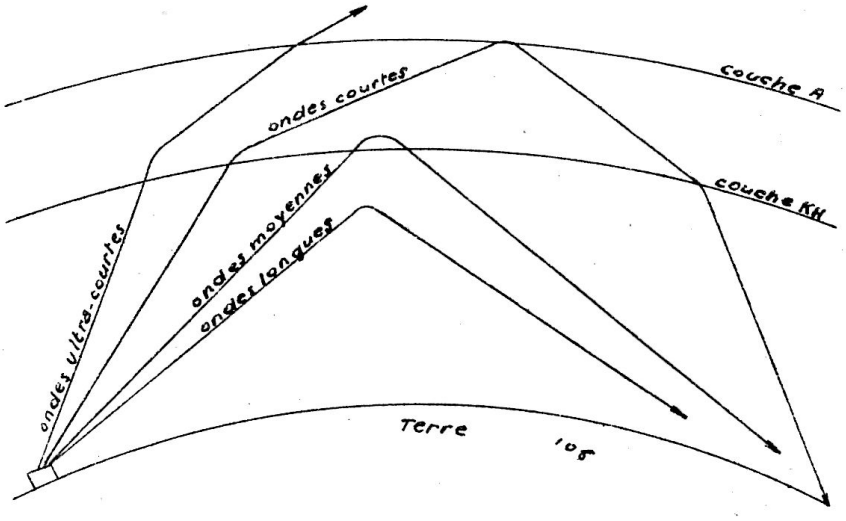
Ondes courtes. — La différence de portée est très sensible. Ces ondes se réfléchissent de plus en plus haut, car il faut une ionisation intense.

Vers 20 mètres, les ondes ne se propagent plus la nuit, en général.



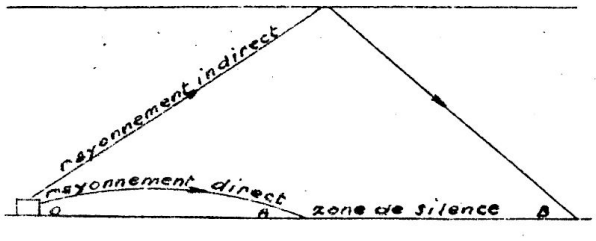
En effet, de jour, l'angle maximum d'attaque des ondes est supérieur à l'angle de réflexion totale; la nuit, la couche monte, l'angle maximum diminue et devient inférieur à l'angle limite. Il y a réfraction.

Rôle des deux couches. — Les ondes longues se réfléchissent presque de suite.



Les ondes moyennes se réfractent au début, puis se réfléchissent sur la couche K.H.. Les ondes courtes se réfractent dans la couche K.H. et se réfléchissent en B sur la couche d'Appleton.

Les ondes ultra-courtes se réfractent et sont perdues pour la propagation.



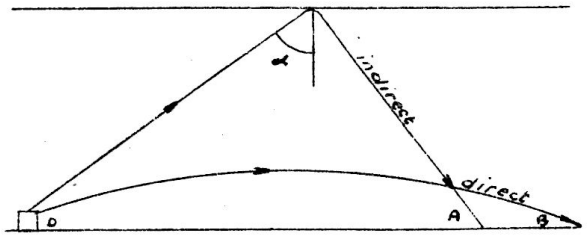
Zones de silence.

Soit un émetteur o; les ondes de propagation directe seront d'amplitude décroissante jusqu'à un quelconque point A où le champ sera nul.

Mais les ondes de propagation indirecte se réfléchissent. Il se peut que la première onde tombe au point B. La zone A B prend le nom de **zone de silence.** Son étendue est très variable: elle est fonction de la fréquence.

Fading.

Supposons maintenant que la propagation directe soit toujours entendue jusqu'en A. Mais le premier rayon indirect peut tomber en B; en effet, la distance OB dépend de l'angle α, lequel dépend de l'angle de réflexion totale, celui-ci étant fonction de la fréquence. Mais, dans lazone AB, il va exister une superposition des deux ondes. Celles-ci peuvent être en phase ou en opposition. Dans ce dernier cas, il y a alors affaiblissement du champ : c'est le **fading.**



Résumé. — Ondes longues, > 3.000 mètres.

Ce sont des ondes diurnes et nocturnes. Liaison à grande distance avec beaucoup de puissance.

Ondes, 6.000-3.000. Différence entre la propagation diurne et nocturne, le fading commence à se manifester.

Ondes, 200-600. Zone directe autour des stations, le fading est fréquent.

Ondes 50-200. Peu d'intérêt pratique.

Ondes 10-50. Portées considérables. 10-25, trajet diurne; 20-35, trajet mixte; 30-50, trajet nocturne.

Zone de silence, fading.

Ondes 1-10. Portées très faibles.

Ondes < 1. Peu connues. Semblent avoir sensiblement les propriétés des rayons lumineux. Se concentrent par des miroirs paraboliques assez facilement.

CHAPITRE X

PROBLEMES DE LA RECEPTION

Nous avons étudié, dans les chapitres précédents, tout ce qu concernait l'émission proprement dite, ainsi que la propagation des ondes rayonnées. Voyons maintenant quels seront les problèmes à résoudre pour recevoir une émission déterminée.

Tout d'abord, il faudra capter les ondes de cette émission, autrement dit, rendre son action prépondérante sur celles des autres émissions de fréquence différente: ce sera le rôle des **collecteurs d'onde.**

L'émission à recevoir, une fois sélectionnée, il faudra la rendre perceptible à nos sens; ce sera le rôle du **récepteur** proprement dit.

COLLECTEURS D'ONDES

L'émetteur produit des oscillations qui donnent naissance à un champ électromagnétique. Il suffira de placer dans ce champ un conducteur pour qu'il soit le siège de courants induits à la fréquence de l'émission. Il existe deux système de collecteurs d'ondes:

a) Les antennes;

b) Les cadres.

Antennes. — Constituées le plus souvent par un simple fil horizontal, dont une extrémité est reliée à la terre. Le champ électrique E induit dans l'antenne une F.E.M. totale $\mathcal{E}$, comme s'il y avait une infinité de petits alternateurs répartis sur sa longueur.

Si nous appelons **h** la hauteur effective de l'antenne, et que le champ électrique soit de la forme

$$e = E \sin \omega t.$$

Nous aurons:

$$\mathcal{E} = h E \sin \omega t.$$

et puisque $E = HV$,

$$\mathcal{E} = h HV \sin \omega t$$

Cette F.E.M. induite produira dans l'antenne un courant $I_M = \frac{\mathcal{E}_M}{Z}$

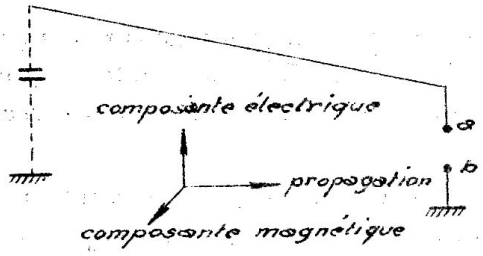
Z étant l'impédance du circuit équivalent à l'antenne; lorsque l'antenne sera accordée, cette impédance se réduira à R (résonnance) et nous aurons un courant maximum:

$$I_M = \frac{\mathcal{E}_M}{R} = \frac{h\,E_M}{R}$$

d'où une puissance maximum:

$$W = \mathcal{E}_M\, I_M = \frac{h^2\, E_M^2}{R}$$

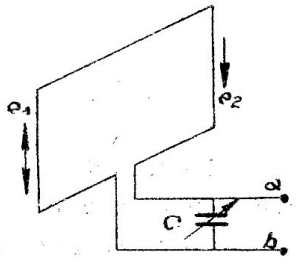
qui représente l'énergie maximum captée par l'antenne.



En résumé, si nous plaçons une antenne dans le champ d'un émetteur, elle sera le siège d'un courant induit maximum lorsque sa période propre sera égale à celle de l'émission à recevoir. Si nous établissons une coupure dans l'antenne, il apparaîtra aux bornes une d.d.p. maximum à l'accord.

Cadres.

Un cadre est constitué par un nombre variable de spires enroulées sur un assez grand diamètre et constituant un circuit fermé par le condensateur variable C. Si nous plaçons ce cadre dans le champ d'une émission, il sera soumis à un champ électromagnétique alternatif. Nous disposerons donc aux bornes a. b. d'une F.E.M. alternative de même fréquence que celle de l'émission et qui sera maximum.



a) Quand le système cadre sera accordé;

b) Quand la surface offerte au champ sera maximum.

En effet, soit :

$$h = H \sin \omega t$$

La forme du champ magnétique auquel est soumis le cadre, le flux d'induction excitant celui-ci sera:

$$\varphi = \Phi \quad \cos \alpha = H\, s \cos \alpha$$

α étant l'angle fait par le plan du cadre avec la direction de l'émission.

La F.E.M. induite dans le cadre par ce flux variable sera:

$$e = -\frac{d\,\varphi}{d\,t} = -\,H\,S\,\omega \cos \omega\, t \cos \alpha$$

$$= H\, s\, \omega \sin \left(\omega\, t - \frac{\pi}{2}\right) \cos \alpha$$

Valeur maximum:

$$E = H\, s\, \omega \cos \alpha$$

Le plus grand maximum sera atteint pour la plus grande valeur de cos α, c'est-à-dire, lorsque le cadre sera dans le plan de l'émetteur (α = o d'où cos α = 1). Le courant auquel donne naissance cette F.E.M. sera, à la résonance (Z = R) :

$$I_M = \frac{\mathcal{E}_M}{R} = \frac{H s \omega}{R}$$

Tout ce qui précéède concerne le cas d'un cadre comprenant une spire unique.

Pour N spires, nous aurions :

$$I_M = \frac{H S \omega N}{R}$$

Comparaison entre cadre et antenne. — Nous venons de voir que la forme de la F.E.M. induite était:

a) Dans le cas de l'antenne:

$$e = h E \sin \omega t$$

b) Dans le cas du cadre:

$$e = H s \omega \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \cos \alpha$$

$$= E_M \sin \left(\omega t - \frac{\pi}{2} \right)$$

Nous tirerons de ces relations les conclusions suivantes:

1° La F.E.M. de l'antenne est décalée en avant d'un quart de période sur celle du cadre.

2° De l'égalté:

$$\mathcal{E}_M = H S \omega N$$

Nous tirerons, puisque E = HV

$$\mathcal{E} = \frac{E}{V} N S \omega = \frac{E}{V} N S 2 \pi F$$

or V = λ F.

d'où

$$\mathcal{E} = \frac{E N S 2 \pi F}{\lambda F} = \frac{2 \pi S N}{\lambda} E$$

En comparant avec la F.E.M. $\mathcal{E}$ = h E induite dans l'antenne, nous concluerons qu'un cadre se comporte comme une antenne de hauteur effective:

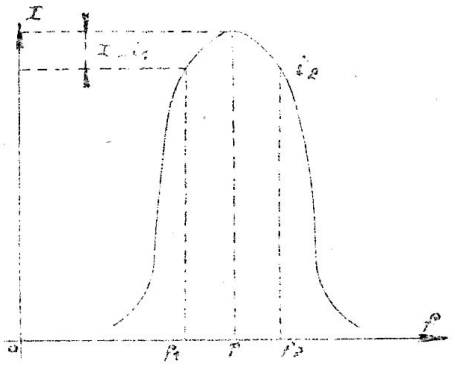
$$h = \frac{2 \pi N S}{\lambda}$$

Conclusion. — La réception sur cadre est moins forte que sur antenne, mais elle offre un effet directif et sera moins sensible aux parasites atmosphériques.

SELECTION D'UNE EMISSION

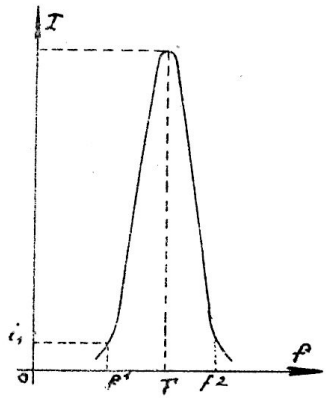
Les diverses stations d'émission induisent dans le système collecteur d'ondes un courant alternatif dont la fréquence est identique à celle du poste qui produit le champ. Mais, si nous voulons recevoir une station choisie, nous serons obligés de recourir à un système qui éliminera les autres fréquences ou favorisera l'émission choisie. De plus, deux émetteurs peuvent avoir une longueur d'onde très rapprochée et il peut être difficile de les séparer, surtout si l'on désire recevoir l'émission la plus lointaine ou la moins puissante. C'est le problème de la **sélectivité.**

Sélectivité. — On appelle sélectivité d'un circuit, la qualité qui lui permet d'entrer en résonance sur une fréquence bien déterminée, sans être gêné par les fréquences voisines. Cette qualité a été étendue aux récepteurs qui sont dits sélectifs lorsqu'ils permettent l'audition sans brouillage d'une émission donnée, à l'exclusion des autres.

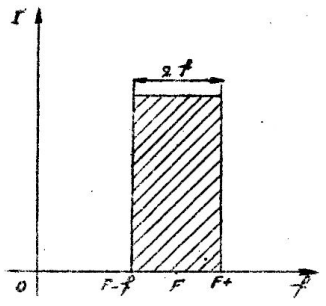


Ainsi, la courbe de résonance ci-dessus, nous indique que le circuit entre en résonance sur une fréquence F (courant I), mais nous remarquons que la valeur de l'intensité i_1 correspondant à une fréquence f_2 différence de F reste très rapproché de I. Le circuit auquel correspond cette courbe de résonance offrira donc des effets semblables pour toute la gamme defréquence comprise entre f_1 et f_2. Le circuit est dit peu sélectif, la résonance est floue.

Par contre, dans cette courbe de résonnance, la même fréquence f_1 différente de F, ne produit qu'un courant i_1 très faible. Le circuit sera dit **sélectif,** la résonnance est aiguë. Il semble donc, à première vue, qu'il suffit de prendre comme circuit d'accord celui qui donne une courbe de résonnance aiguë: en agissant sur ses caractéristiques L ou C, il sera possible de couvrir une certaine bande de fréquence, mais en réalité, ceci ne convient que dans le cas de la réception d'ondes à fréquence unique (entretenues pures). Mais si l'émission est faite en entretenues modulées, le problème devient plus complexe. En effet, nous savons que les oscillations modulées proviennent de la superposition de trois fréquences qui sont F, F + f et F — f, la fréquence F est dite porteuse, les deux autres constituent les bandes latérales de modulation. Nous devrons donc chercher à obtenir un circuit offrant une intensité sensiblement constante pendant une certaine gamme de fréquence, qui peut aller de 2 × 900 p/s (cas de la télégraphie modulée à 900 périodes), à 2 × 2500 p/s pour la téléphonie, et 2 × 8000 p/s pour la radiodiffusion.

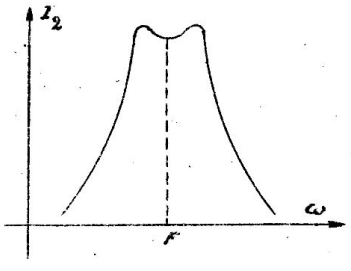


La courbe de résonnance idéale aurait donc l'allure d'un rectangle comme l'indique la figure ci-contre.



La gamme de fréquence comprise entre F — f et F + f prend le nom de **bande passante.** Cette sélectivité idéale n'est évidemment pas réalisable, mais l'emploi de **filtres de bande** permet de s'en rapprocher.

Filtres de bandes. — On appelle filtre de bande un circuit ou un ensemble de circuits tels qu'ils ne laissent passer qu'une certaine bande de fréquence renfermée entre deux limites. C'est une application importante des circuits couplés. En effet, nous avons vu, dans l'étude de ceux-ci, que la courbe qui représente l'intensité secondaire en fonction de ω et de **n**, avait l'allure ci-contre pour une certaine valeur du degré de couplage.



Nous voyons-là qu'elle se rapproche de la courbe idéale vue auparavant. L'axe de symétrie passe par la fréquence de l'onde porteuse. Nous retrouverons dans les différentes sortes de filtres de bande tous les systèmes de circuits couplés étudiés précédemment, c'est-à-dire :

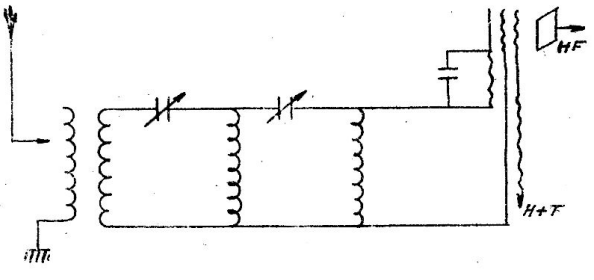
a) Couplage magnétique;

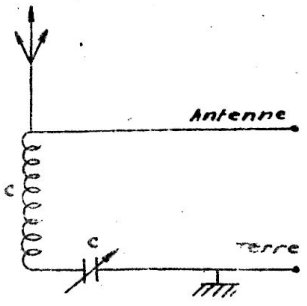
b) Couplage statique;

c) Couplage galvanique;

d) Couplage mixte.

Nous verrons, dans l'étude du récepteur, que le filtre de bande peut se placer à l'entrée du poste ou dans les étages d'amplification H.F. De toute manière, nous nous emploierons à utiliser des circuits offrant le plus faible amortissement $\frac{R}{2L}$ possible. De plus, si nous voulons garder une bonne sélectivité, il faudra réduire la bande passante au détriment des «aigus» de la modulation. Nous serons ainsi toujours amenés à un compromis entre la **sélectivité** et la **fidélité.** Pour remédier au phénomène de la **transmodulation** (voir compléments), on utilise avant l'attaque de la première lampe, un dispositif appelé **présélecteur,** dont le rôle est de supprimer les signaux parasites ou ceux d'une station voisine de celle que l'on désire recevoir. Le schéma ci-dessus montre l'utilisation de filtres de bande à la présélection.





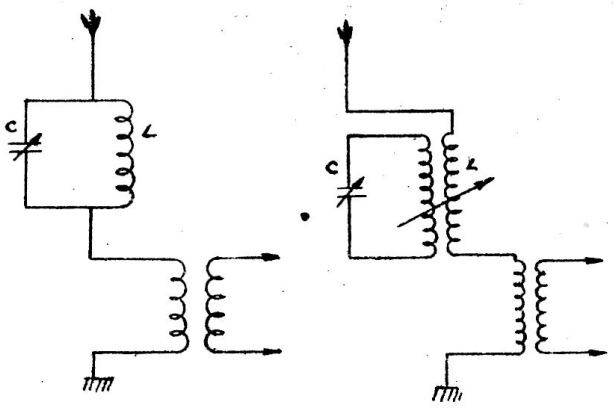
Elimination d'émissions voisines. — Il existe encore deux principaux moyens de supprimer une émission trop voisine. Ce sont :

a) Utilisation des circuits résonants série.

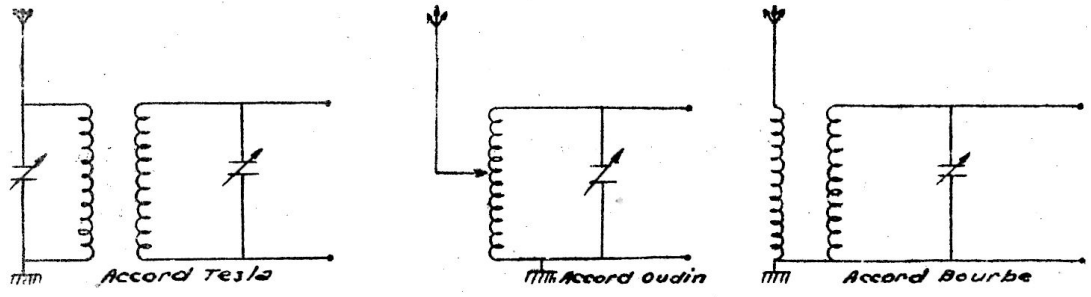
Dans ce cas, lorsque le circuit L.C. est accordé sur l'émission à éliminer, il se comporte comme un véritable court-circuit pour sa fréquence, car, seule, sa résistance non inductive subsiste.

b) Utilisation des circuits bouchons.

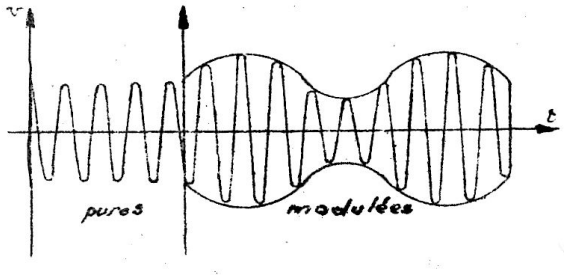
Soit monté en série dans l'antenne, soit couplé magnétiquement, ce circuit offre une impédance très grande à la fréquence sur laquelle il est accordé. L'onde corespondante provoque seulement un courant intense dans le circuit bouchon, et restera bloquée ne gênant pas la réception de fréquences voisines.



Circuits d'accords. — Il existe différents modes de liaison entre antenne et récepteur proprement dit. Voici quelques schémas de principe donnant les méthodes les plus généralement employées :



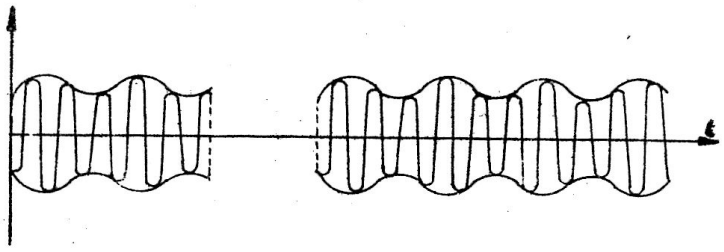
DETECTION



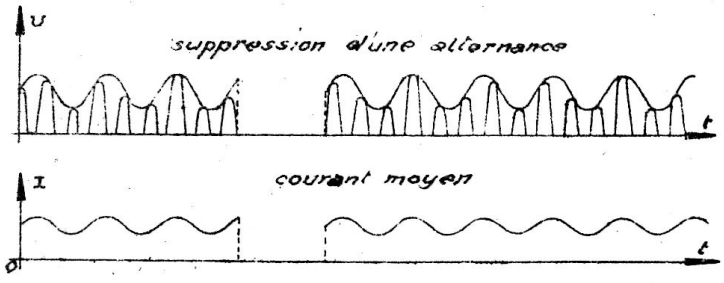
Nous avons vu, dansles chapitres précédents, comment capter une émission et la sélectionner. Nous disposons donc maintenant, entre deux bornes du circuit d'accord, des ondes de la station choisie. Celles-ci sont pures ou modulées.

Mais, si nous voulons faire agir cette tension oscillante HF, soit sur un écouteur, soit sur un relai inscripteur, l'inertie de ces organes les empêchera de suivre les variations du courant HF produit par l'application de cette tension aux bornes de l'appareil. De plus, pour les modulées, les alternances BF sont symétriques et égales, le courant moyen est donc nul, l'action sur l'écouteur nulle également. Comment résoudre ce problème important de la réception ?

Suposons que nous recevions de la télégraphie modulée (nous verrons plus tard le problème particulier de la réception des pures), les ondes ont l'allure de la figure, pour la lettre A, par exemple.

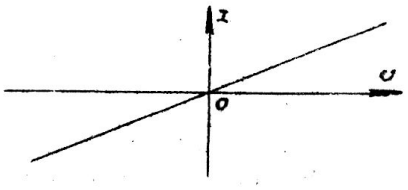


Le courant moyen est nul parce que les amplitudes sont symétriques et égales, mais si nous les rendons inégales, soit en supprimant une alternance, soit en réduisant son amplitude, le courant moyen qui ne sera plus nul, variera à la fréquence de modulation et sera susceptible de faire vibrer une membrane pendant toute la durée du signal ainsi que le montre la figure ci-contre.

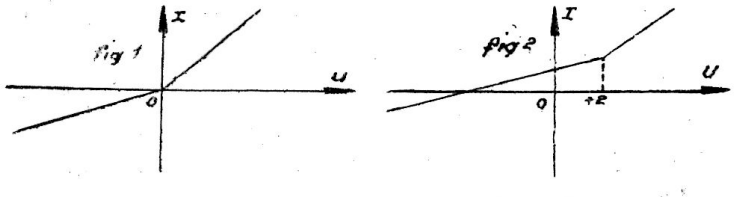


Cette opération constitue la **détection.** Comment y parvenir ? Si nous appliquons la tension oscillante U d'entrée à un conducteur ordinaire, le courant traversant celui-ci sera inversement proportionnel à la résistance, mais ne dépendra pas du sens d'application de la tension.

La caractéristique I = f (u) d'un tel conducteur, qui suit la loi d'Ohm U = RI est une droite (voir cours d'électricité).



Mais si nous trouvons des conducteurs ayant, par exemple, une des caractéristiques ci-dessous, nous pouvons nous en servir comme détecteurs. En effet, à partir de 0 volts (fig. 1) et de + 2 volts (fig. 2), ce conducteur offre une résistance supérieure à celle qu'il avait auparavant. Celle-ci dépend donc du sens de la tension appliquée : un tel conducteur est dit à ré-



sistance unidirectionnelle, ou ne suivant pas la loi d'Ohm. Si nous appliquons une F.E.M. alternative à 0ᵛ ou à 2ᵛ suivant le conducteur choisi, nous obtiendrons un courant alternatif dont une alternance sera favorisée. Le problème est résolu, car le courant moyen ne sera plus nul.

En résumé, nous pourrions prendre comme détecteurs tous les corps dont la caractéristique I = f (u) présente un point d'inflexion, c'est-à-dire une conductibilité plus grande dans un sens que dans l'autre.

Nous ne citerons que pour mémoire les détecteurs à cristal, électrolytiques, magnétiques, etc...

Actuellement, les détecteurs thermoïoniques sont le plus généralement utilisés. En effet:

a) La caractéristique $I_p = f\ (V_p)$ d'une triode;

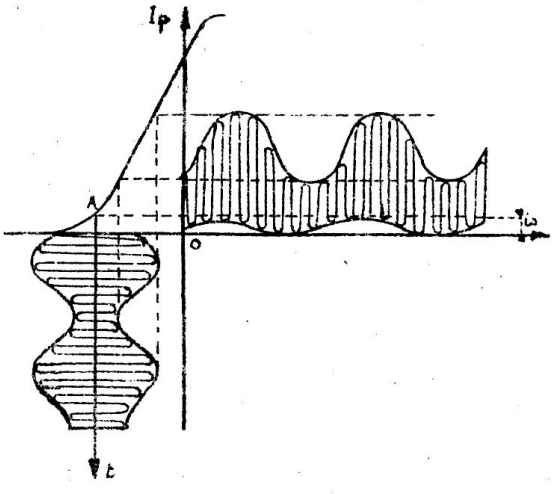
b) La caractéristique $I_p = f\ (ug)$ d'une triode;

c) La caractéristique $I_p = f\ (V_p)$ d'une diode,

présentent l'effet détecteur.

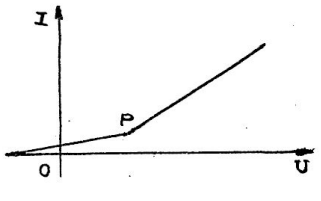
Détection par caractéristique de plaque.

Au repos, grâce à une source auxiliaire, nous nous arrangerons pour que le potentiel grille soit en A, au coude inférieur de la caractéristique de plaque. Quand nous appliquerons une tension oscillante HF modulée BF sur la grille, son potentiel variera autour du point A et le courant plaque qui était i_o au repos, oscillera autour de ce point avec **prédominance** des amplitudes supérieures. Le courant moyen **augmentera** et suivra la modulation BF. Si les signaux appliqués ont une amplitude assez faible, leur action reste localisée à la partie courbe de la caractéristique. La détection est dite **quadratique,** les amplitudes des signaux recueillis sont sensiblement proportionnelles au carré de la tension appliquée.



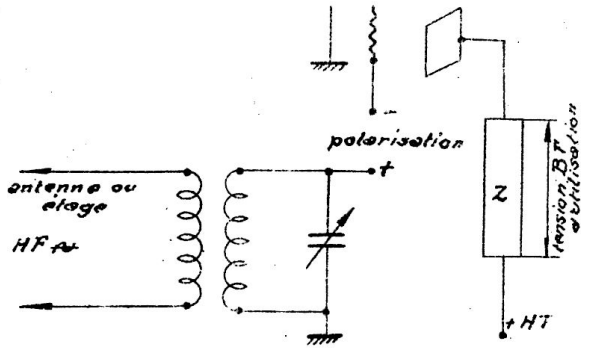
Si, au contraire, les oscillations appliquées ont une grande amplitude, elles atteignent les parties rectilignes des caractéristiques. La détection n'est pas parfaitement **linéaire,** car l'action des régions courbes subsiste , à un degré moindre. De toute manière, une certaine distorsion apparaît, c'est-à-dire, une déformation sensible des signaux de modulation.

Un détecteur parfaitement linéaire devrait avoir une caractéristique semblable à celle de la figure ci-dessous. Les amplitudes du courant *recueilli* seraient alors rigoureusement proportionnelles aux amplitudes des tensions appliquées.



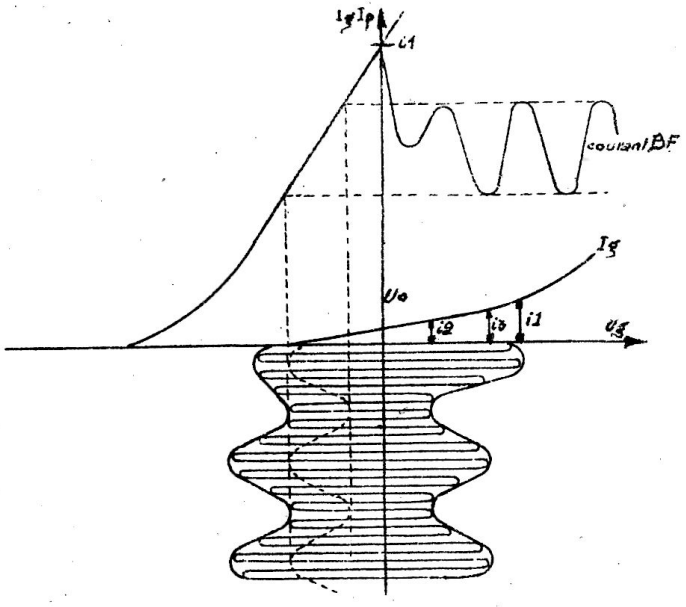
Dans la détection plaque, la courbe supérieure de la caractéristique n'est guère utilisée du fait de la trop forte consommation de courant plaque au repos.

Schéma de principe d'une détection plaque.

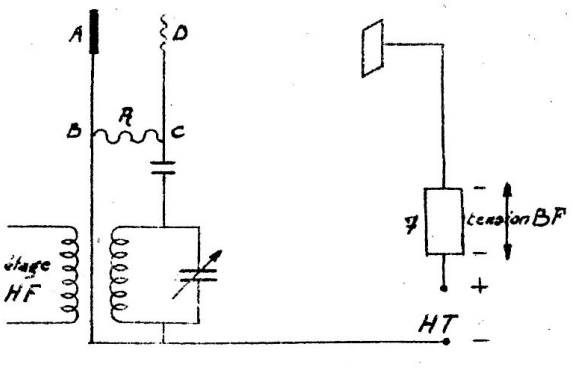


Le courant détecté est utilisé dans une impédance Z servant à appliquer une tension alternative BF aux étages suivants.

Détection par caractéristique de grille.



En l'absence d'oscillations, le potentiel grille U_o est celui de la cathode. Le courant grille est évidemment très faible, le courant anodique a une valeur constante i_1. Si nous appliquons à la grille une tension alternative HF modulée BF, le potentiel grille va osciller, **au début,** autour du point o, entraînant des variations de courant grille et de courant plaque.

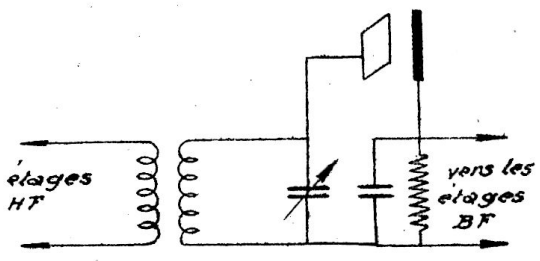


a) La tension plaque étant telle que l'amplitude des variations ne dépasse pas les parties rectilignes de la caractéristique Ip = f (ug), ces variations ne changeraient pas la valeur du courant moyen de plaque si le point moyen de fonctionnement restait à U_o.

b) Les variations de courant grille n'étant pas symétriques, il se produit une augmentation i_1 du courant moyen de grille qui, traversant le circuit ABCD, produit dans R une chute de tension Ri, ce qui entraîne une polarisation négative de grille jusqu'à un potentiel $U_o - Ri_1$. Il y a recul du potentiel moyen des oscillations, d'où **diminution** du courant plaque. Or, la d.d.p. Ri_1 est proportionnelle à i_1, donc à l'amplitude de la F.E.M. appliquée; si celle-ci est modulée à BF, le courant grille variera à la même fréquence entre deux valeurs i_2 et i_3. Le point d'application des oscillations suivra ces variations et nous retrouverons par conséquent sur le courant anodique la même modulation BF. La caractéristique grille n'étant pas une droite, les amplitudes faibles seront moins bien détectées que les grandes et il s'ensuivra une déformation dépendant de la profondeur de modulation. De plus, si le potentiel plaque n'est pas très élevé, le recul du potentiel de grille peut nous amener près des régions de courbure de la caractéristique $Ip = f(ug)$, ce qui entraîne une détection plaque se superposant à la détection grille. Leurs effets étant opposés, cette particularité diminue le rendement du détecteur Néanmoins, ce procédé de détection a été utilisé pendant longtemps, parce que sensible. La distorsion entraînée par le fait cité plus haut est une des principales causes qui ont entraîné l'abandon de ce mode de détection au profit de la détection diode.

Nous citerons, en passant, une détection spéciale par la grille, dite « **détection de puissance** », dans laquelle la tension plaque est suffisamment élevée pour qu'aucune détection plaque ne soit possible (cette grande tension déplace la caractéristique vers la gauche). Cette détection entraîne quelques difficultés, entre autres, la grande chute de tension, si on utilise un ampli BF à résistances, où la saturation magnétique du transfo, si on utilise ce mode d'amplification.

Détection par lampe diode.



C'est le mode de détection le plus utilisé à cause de sa propriété de détecteur linéaire pour les signaux d'amplitude assez intense. La détection sera d'autant plus parfaite que :

a) La profondeur de modulation sera faible;

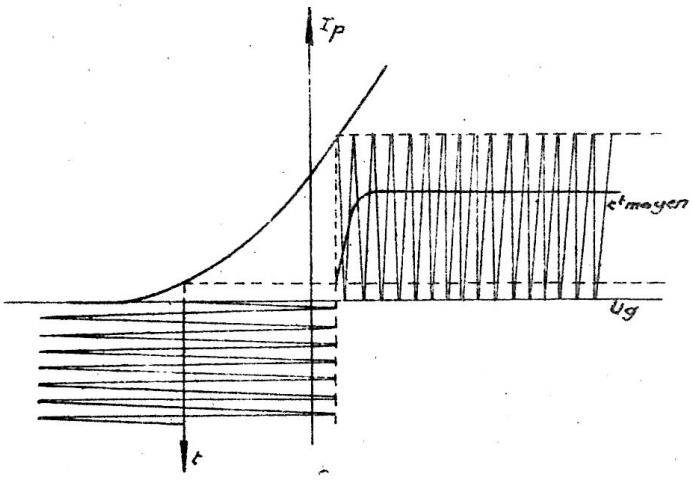
b) La F.E.M. appliquée sera forte.

La théorie de ce mode de détection est semblable à celle du redressement.

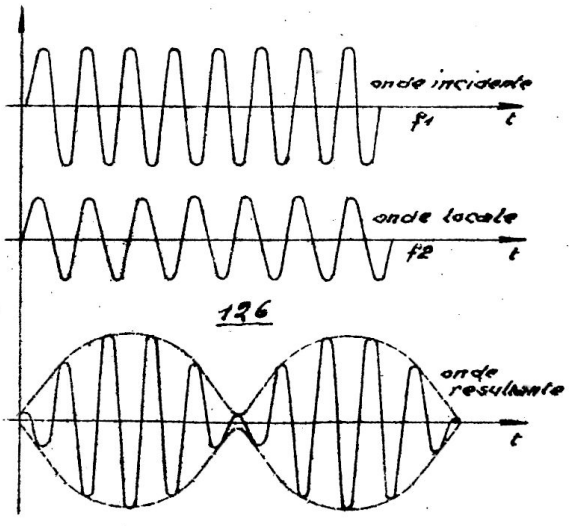
Réception d'ondes entretenues pures.

Dans l'étude de la détection, nous n'avons envisagé, jusqu'à maintenant, que la réception des entretenues modulées. Mais peut-on recevoir des entretenues pures par les méthodes décrites précédemment ?

Nous voyons, sur le graphique ci-dessous, que la détection par caractéristique plaque donnerait un courant moyen constant. En conséquence, la membrane de l'écouteur se collerait au début du signal, serait relâchée à la fin, mais ne vibrerait pas pendant la durée de celui-ci.



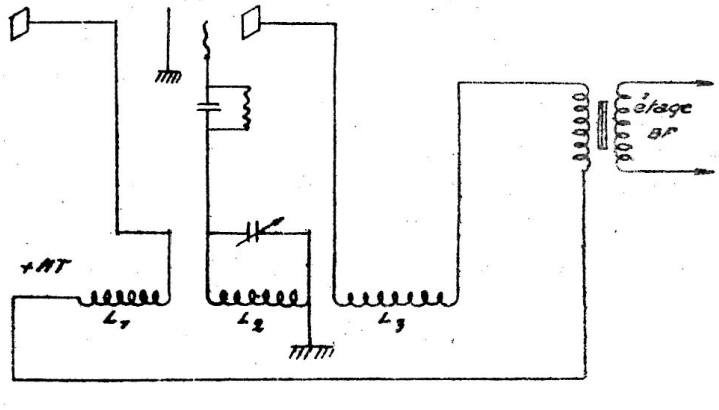
Il faudrait donc découper ce courant à une fréquence audible. Il est possible de l'effectuer par une méthode identique à celle utilisée à l'émission en télégraphie modulée, c'est-à-dire par tikker. Mais la propriété oscillatrice des lampes triodes et les phénomènes de battements ont été utilisés pour mettre au point un procédé plus effectif et plus souple : la méthode hétérodyne ou autodyne. Dans les deux cas, le procédé consiste à faire interférer avec la fréquence f_1 reçue dans l'antenne, une deuxième fréquence f_2 produite dans le récepteur. On obtient ainsi une onde de fréquence F modulée à la différence f_1 f_2 des fréquences composantes. Si celle-ci est comprise dans les limites d'audibilité, nous recueillerons après détection un courant BF susceptible d'actionner un écouteur.



Dans la méthode hétérodyne, la fréquence locale est obtenue avec un générateur auxiliaire. Dans la méthode autodyne, c'est la lampe détectrice elle-même qui produit les battements. Cette dernière offre l'avantage de pouvoir servir, lors de la réception des modulées, à augmenter l'amplification de l'étage. C'est la détectrice à réaction.

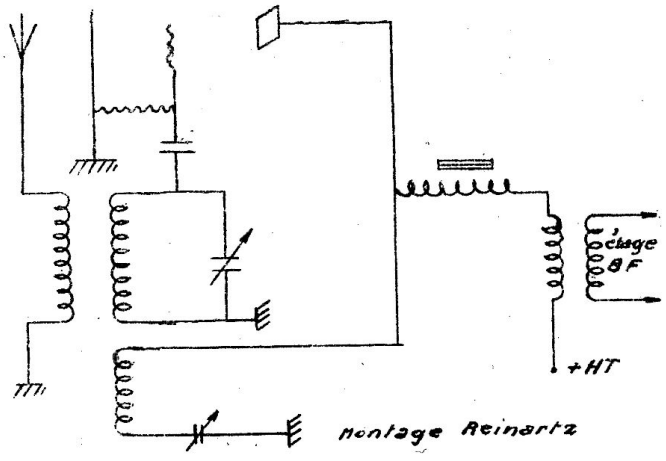
Détectrice à réaction.

Dans le montage ci-contre, la self L_1 transmet au circuit grille des oscillations amplifiées dans les étages précédents.



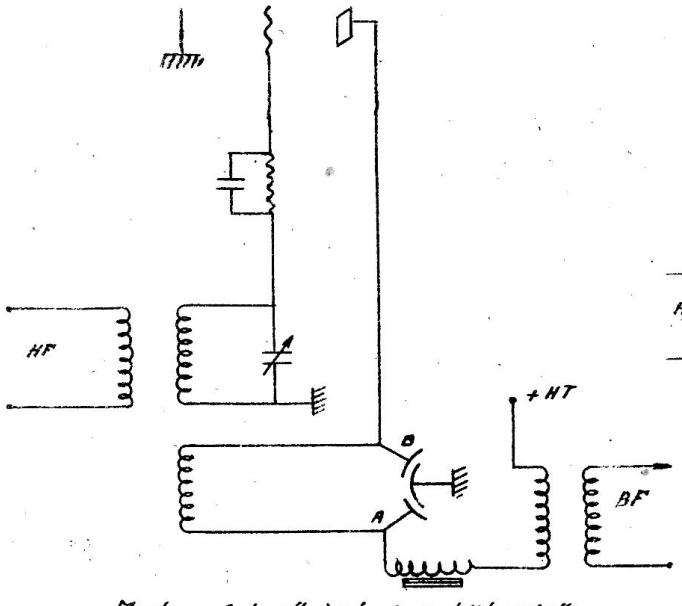
Couplons une self L_3 avec L_2. Nous avons déjà vu, dans le chapitre

de l'émission, que le fait d'effectuer un couplage grille-plaque amenait une diminution de la résistance effective du circuit par apparition de la résistance négative. Si nous approchons de la condition d'entretien sans la réaliser, nous n'aurons fait que diminuer la résistance du circuit grille et, par conséquent, son amortissement. nous augmenterons donc l'amplitude et le gain d'amplification sera d'autant plus appréciable que nous serons près de la condition limite d'entretien. Notons que la sélectivité devient très grande à ce moment.

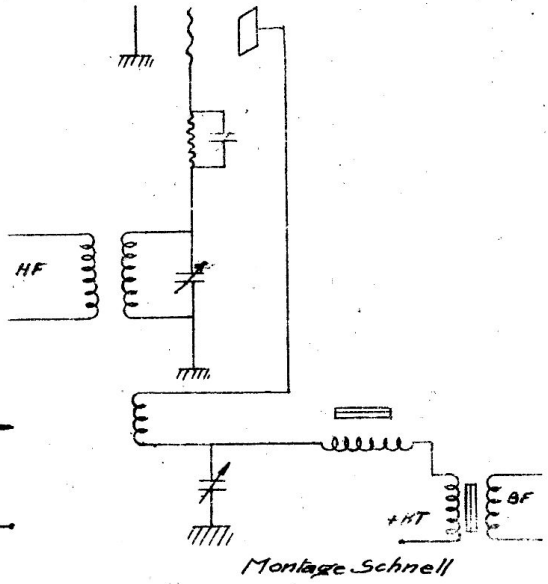


Montage Reinartz

De plus, si nous recevons des entretenues pures, nous pourrons « accrocher » la lampe, qui deviendra oscillante et détectrice à la fois. C'est le principe de l'autodyne. La réaction qui consiste donc à reporter sur le circuit grille une partie de l'énergie HF du circuit plaque, peut être réalisée de différentes manières indiquées sur les schémas ci-contre.



Montage Schnell à réaction différentielle



Montage Schnell

Dans le montage à réaction différentielle, le réglage de celle-ci se fait par l'intermédiaire du condensateur spécial C, dit **compensateur.** En effet, dans les autres montages, lorsque la capacité de réaction est minimum, la composante HF du circuit anodique peut réagir par la capacité interne de la lampe et provoquer des accrochages spontanés. Avec le compensateur, ce défaut est évité. En effet, lorsque la partie A de celui-ci, qui sert normalement à la réaction est minimum, la partie B est maximum et offre un passage vers la masse à la composante HF. Tous les montages de réaction, très divers, se ramènent au blocage de la composante HF, par une self de choc L et a la facilité d'écoulement de cette HF commandée par une variation de self ou de capacité.

AMPLIFICATION HAUTE FREQUENCE

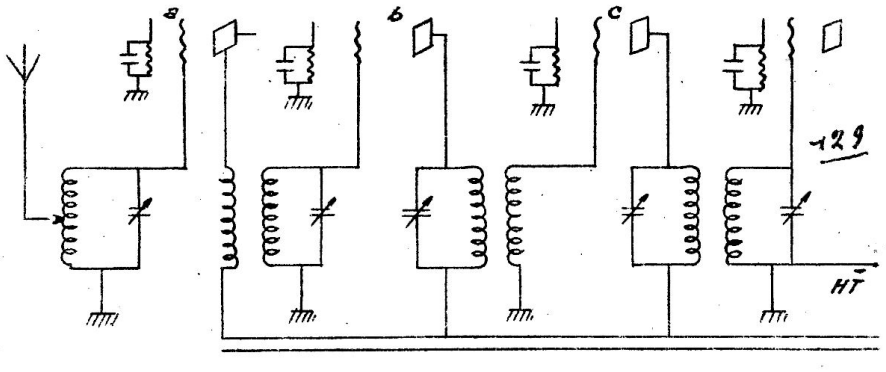
La F.E.M. induite dans le circuit antenne est faible et insuffisante pour actionner un relai quelconque. De plus, si nous voulons effectuer une détection linéaire, nous devrons rechercher des signaux d'assez grande amplitude pour sortir des régions courbes. Il sera donc nécessaire d'amplifier les oscillations reçues dans le collecteur d'ondes. C'est l'amplification haute fréquence. Les étages seront en nombre variable et généralement constitués par des montages à résonance fonctionnant en amplificateur de tension (voir Etude de l'amplification) : ceci, afin de permettre encore la sélection de l'émission désirée, la bande passante devant être de l'ordre de 10 kilocycles.

Le schéma ci-dessous montre le principe de trois étages d'amplification HF:

a) à primaire apériodique et secondaire accordé;

b) à primaire accordé et secondaire apériodique;

c) à primaire et secondaires accordés.



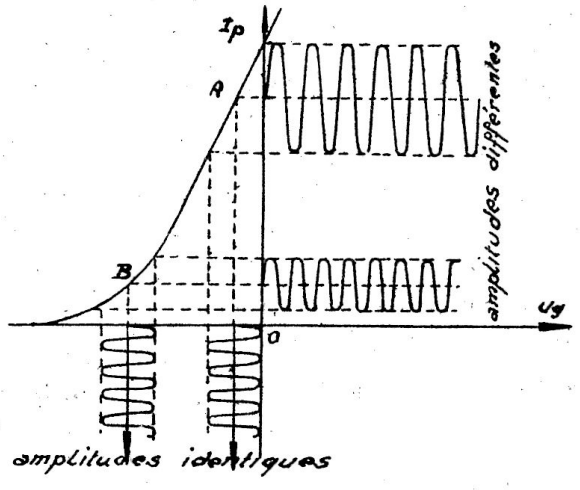
Puissance et sensibilité. — L'amplification offrait avec les lampes triodes ou pentodes employées auparavant, quelques inconvénients non négligeables. En effet:

a) Si nous construisons des récepteurs avec des étages HF comportant des lampes à forte pente, c'est-à-dire, à grand coefficient d'amplification, nous pourrons disposer d'un poste qui rendra avec suffisamment de puissance, une station peu puissante ou fort éloignée. Le poste sera dit **sensible.** Mais si nous avons à recevoir une émission puissante ou très proche, et que l'amplification soit la même, l'intensité d'audition devient trop forte, et il se produit des phénomènes de distorsion et de déformation qui sont nuisibles à la fidélité de la réception. De plus, le récepteur ayant une grande sensibilité, la sélectivité sera insuffisante.

b) Si nous construisons des étages HF à faible coefficient d'amplification, la sensibilité sera insuffisante pour des émissions éloignées du récepteur.

Le problème consistait donc à obtenir une sensibilité sensiblement constante, autrement dit, un réglage de l'intensité sonore. Celui-ci peut s'ob-

tenir en agissant sur l'amplification basse fréquence. Mais cela n'empêche pas les déformations de l'audition due au fonctionnement dans les parties courbes. Le réglage doit donc s'effectuer sur les amplificateurs HF.



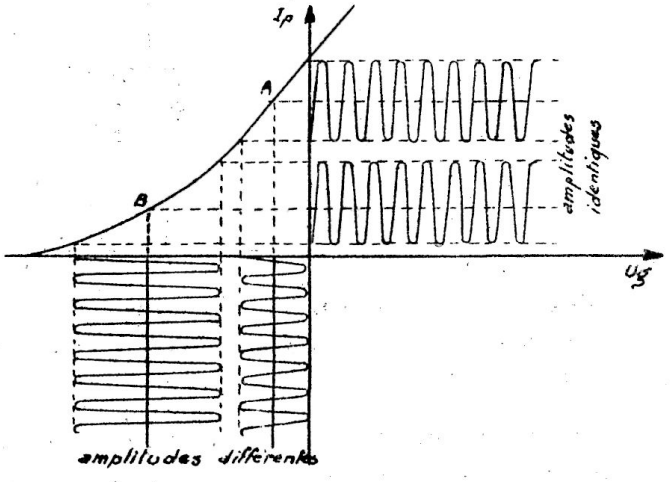
La solution la plus rationnelle consiste à faire déplacer le point de fonctionnement sur la caractéristique de la lampe. En effet, si nous appliquons des tensions oscillantes d'amplitude égale en deux points différents A et B de la caractéristique, nous recueillerons des courants oscillants d'amplitude différente. L'amplification devient de plus en plus faible quand la grille devient de plus en plus négative, ainsi que le montre la figure ci-dessus. Mais si nous disposons de tensions oscillantes d'amplitude différente et que nous les appliquions en des points de fonctionnement divers de telle manière que les tensions les plus fortes soient appliquées vers les régions de moindre pente et inversement, nous obtiendrons, à la sortie de l'étage, des courants oscillants d'amplitude égale.

Le problème serait résolu si:

1° La variation de pente était continue.

2° La distorsion obtenue quand le recul du point de fonctionnement nous amène aux régions courbes (point B), était évitée.

3° Si nous pouvions faire varier le potentiel statique grille de commande chaque fois que les amplitudes changeront.



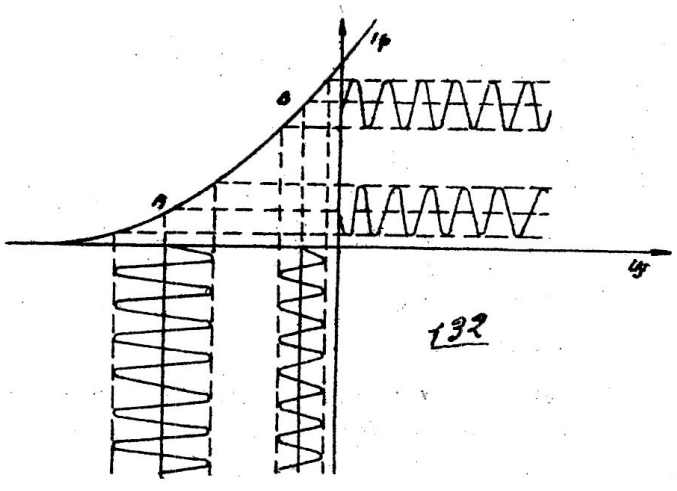
4° Si l'on pouvait éviter la surmodulation (voir compléments), et la transmodulation.

La lampe à **pente variable** a permis de répondre à ces conditions.

Lampe à pente variable. — Le coefficient d'amplification d'une lampe étant surtout caractérisée par les spires de sa grille de commande, on peut concevoir qu'en réunissant sur une seule grille les caractéristiques des grilles de lampes à forte et faible pente, on obtienne une lampe ayant des qualités mixtes, qui ne présenteront aucune partie rectiligne dans leur caractéristique $I_p = f(ug)$. Si l'on veut assimiler une partie de courbe quelconque à une droite, il faut que l'élément considéré soit très petit et que, par conséquent, la

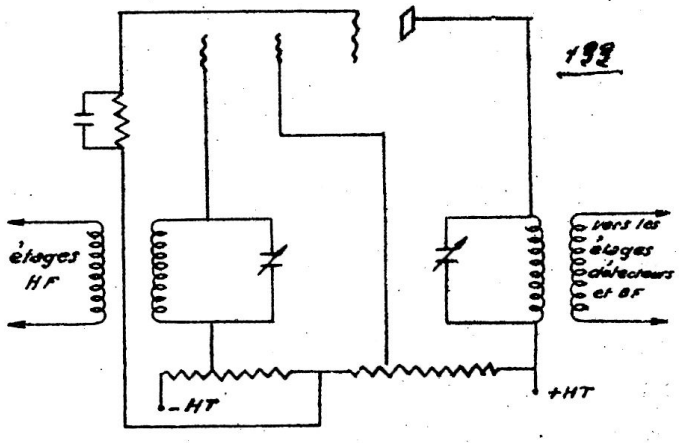
tension d'attaque soit faible. Les grilles des lampes à pente variable seront constituées par un enroulement en forme d'hélice à pas variable. La variation du pas est progressive ou la grille se divise en deux ou trois parties séparées par un vide.

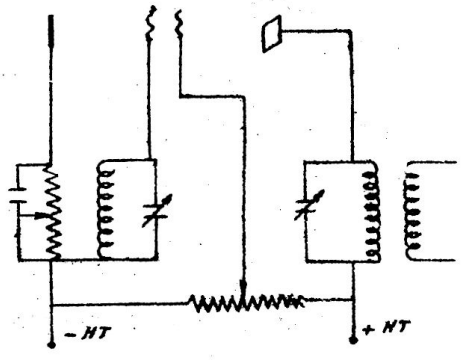
Suivant que l'on attaque la grille avec des potentiels plus ou moins négatifs, il faudra des tensions d'attaque de plus en plus grandes pour obtenir la même variation de courant plaque. La polarisation grille A, suffisante quand le signal avait une certaine amplitude, devient B dès que la tension d'entrée diminue.



Volume controle. — La variation de l'amplification constitue en somme un réglage de l'intensité de son ou autrement dit, un controle du volume du son, plus communément appelé volume contrôlé; nous distinguerons:

1° **Le volume contrôle manuel.** — Dans ce cas, la variation de la polarisation se fait à la main, par commande d'un potentiomètre, ainsi que le montre le schéma ci-dessous;

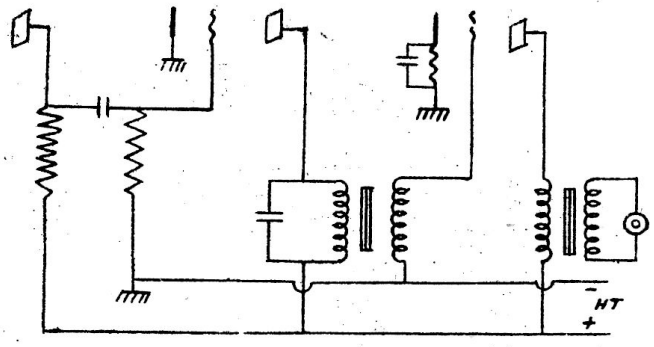




2° **Le volume contrôle automatique** (V.C.A.). — Ce dispositif où la variation de la polarisation est automatique, sera étudié en détail dans le chapitre « Compléments ».

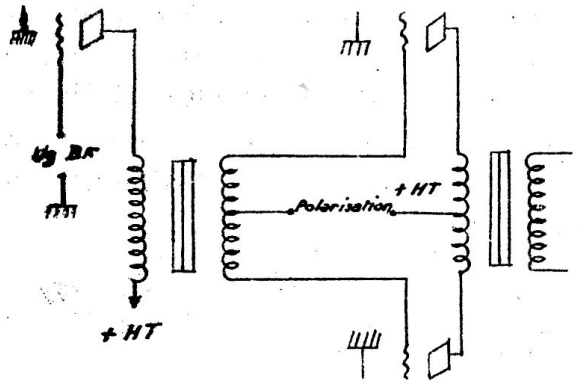
AMPLIFICATION BASSE-FREQUENCE

L'énergie recueillie après détection étant insuffisante, il apparaît donc nécessaire de disposer encore d'une certaine amplification dite amplification BF.



Les étages offrant moins d'importance au point de vue sélectivité, nous pourrons utiliser des amplis à résistances, à transfos accordés ou non.

Les étages succédants à l'étage détecteur fonctionnent en amplificateur de tension. Le dernier fonctionne généralement en puissance: il est possible d'utiliser des amplificateurs symétriques pour les grandes puissances.



LES LAMPES COMPLEXES

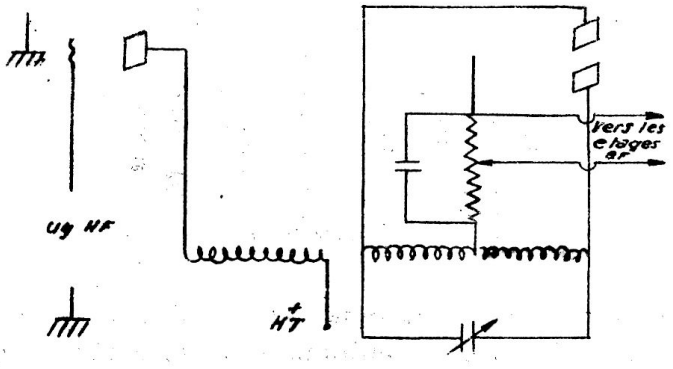
1° **Double diode.** — C'est une diode comportant deux anodes; elle est utilisée:

a) Pour le redressement des deux alternances;

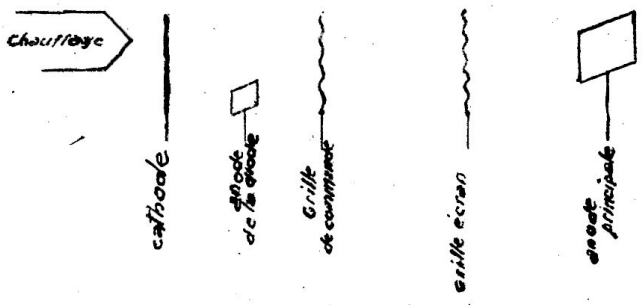
b) Comme détectrice push-pull;

c) Comme régulatrice anti-fading. (Voir complément.)

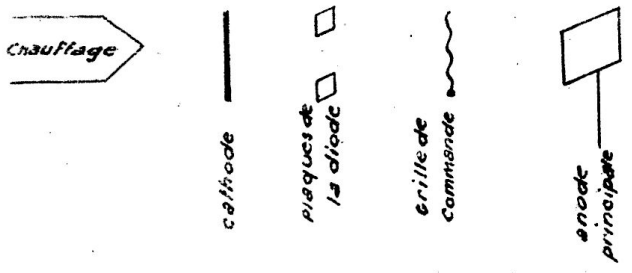
Voici un schéma de principe de son utilisation en détectrice des deux alternances:



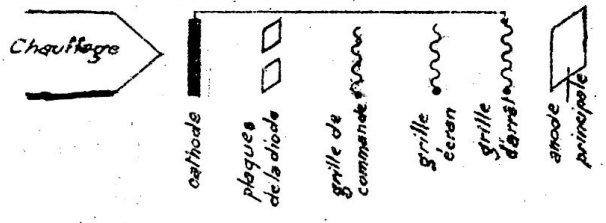
2° **Diode triode.** — Cette lampe est composée d'une diode et d'une lampe à grille écran. La disposition est la même que pour cette dernière, mais une petite plaque entoure la cathode à son extrémité inférieure, formant diode. Utilisée comme détectrice et amplificatrice BF.



3° **Double diode triode.** — Constituée par une double diode servant de détectrice et de régulatrice et d'une partie triode servant de première amplification BF.



4° **Double diode pentode.** — Semblable à la précédente, la partie triode est remplacée par une partie pentode servant également à l'amplification BF.



5° **Pentode double diode.** — Identique à la précédente, seulement, la partie pentode sert à l'amplification HF, et la partie double diode à la détection et la régularisation.

CHAPITRE XI

LES RECEPTEURS

Généralités. — Dans le chapitre précédent, nous avons étudié les principaux problèmes relatifs à la réception et notamment:

a) La sélection d'une station;

b) L'amplification HF;

c) La détection;

d) L'amplification BF.

Nous pouvons donc songer à construire un récepteur en utilisant les éléments déjà acquis. Nous distinguerons trois sortes de récepteurs:

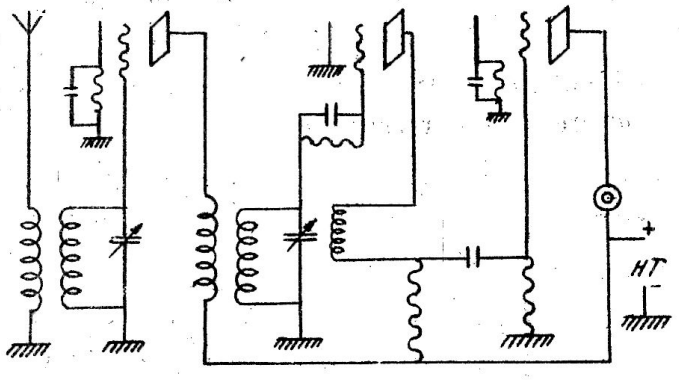
1° Les récepteurs à amplification directe;

2° Les récepteurs à changement de fréquence;

3° Les récepteurs à super-réaction.

RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

Dans ces récepteurs, la F.E.M. recueillie par l'antenne est amplifiée par un ou plusieurs étages HF. Ensuite, la détection a lieu, puis l'amplification BF. Les modes d'amplification et de détection diffèrent avec le modèle du poste. Ce genre de récepteur n'est d'ailleur plus guère utilisé.



Le schéma de principe ci-dessus représente un récepteur comprenant:

a) Un étage HF à résonance;

b) Un étage détecteur;

c) Un étage BF à résistances.

Ces récepteurs, d'un montage et d'un dépannage facile, sont assez sensibles. Les circuits d'accords HF peuvent être « **à commande unique** », c'est-à-dire que les condensateurs variables qui servent à les régler seront montés sur le même axe. Les variations éventuelles des circuits sont compensés par de petits condensateurs en parallèle sur eux, appelés **trimmers.**

L'alignement, c'est-à-dire, le réglage de tous les circuits se fait généralement par l'intermédiaire d'un hétérodyne local monté à l'entrée du récepteur. En faisant varier la capacité de chaque condensateur, non en les décalant sur l'axe, mais en écartant plus ou moins les lames, on arrive à faire coïncider les courbes de variation $\lambda = f(c)$ de chaque circuit.

Cet alignement doit être précis, car ces récepteurs ne permettent pas ensuite de corriger la perte de sélectivité.

De plus, si le nombre d'étages HF est grand, le problème de la monocommande se complique du fait de l'augmentation du nombre des circuits à accorder. Les couplages parasites sont très difficilement évités. Aussi, le poste à amplification directe a-t-il été abandonné au profit du changeur de fréquence.

RECEPTEURS A CHANGEMENT DE FREQUENCE

Principe. — Les récepteurs à changement de fréquence sont basés sur le principe des battements. En effet, puisqu'il était préférable que les étages amplificateurs HF ne soient pas soumis à une trop grande fréquence, à cause des couplages parasites provoquant l'amorçage d'oscillations, et que l'on désirait, d'autre part, simplifier le réglage du poste récepteur, on a songé à soumettre les étages HF à une **fréquence constante** qui éviterait l'accord à chaque réception, et ceci quelle que soit la fréquence reçue. A cet effet:

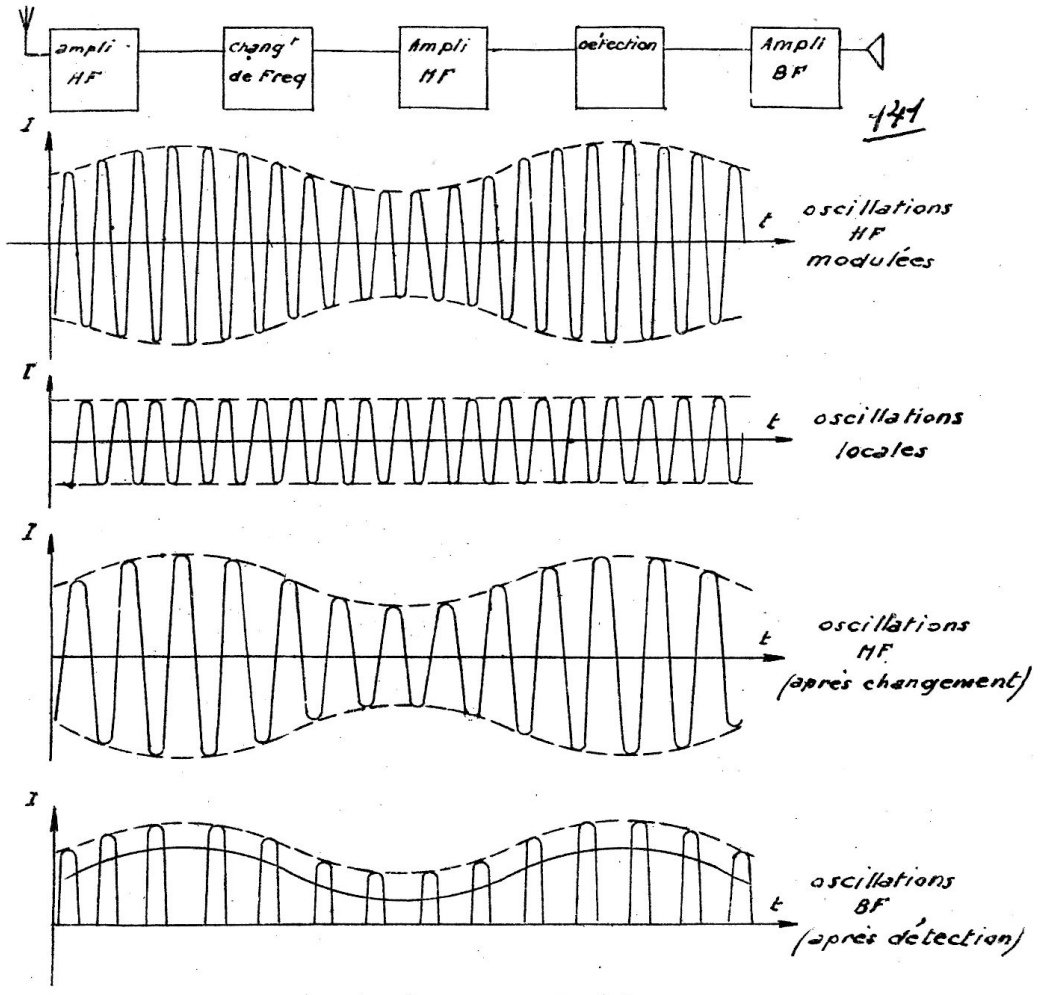
L'onde incidente de fréquence F_1 quelconque est superposée à une fréquence F_2 produite dans le récepteur.

Cette fréquence F_2 est telle que le battement avec F_1 donne toujours une fréquence constante $F_3 = F_1 - F_2$ ou $F_2 - F_1$ suivant que F_1 est plus grand ou plus petit que F_2.

La fréquence F_3, dite **moyenne fréquence** est suffisamment élevée pour être inaudible. Après le système produisant ce changement de fréquence, nous pourrons amplifier à nouveau, mais la fréquence étant fixe, les circuits seront réglés une fois pour toutes.

On agit ensuite avec la MF comme dans un récepteur ordinaire, c'est-à-dire:

Amplification MF. Détection. Amplification BF. Les opérations successives sont schématisées ci-contre.



Il existe deux types de changeurs de fréquence:

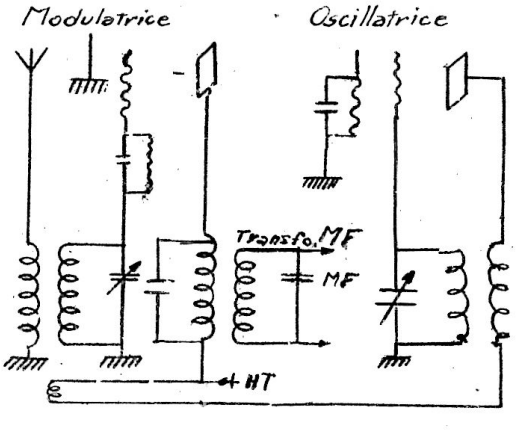
a) Les superhétérodynes;

b) Les radiomodulateurs.

Superhétérodynes. — Dans ce modèle, le changement de fréquence nécessite deux lampes:

1° Une hétérodyne donnant la fréquence locale;

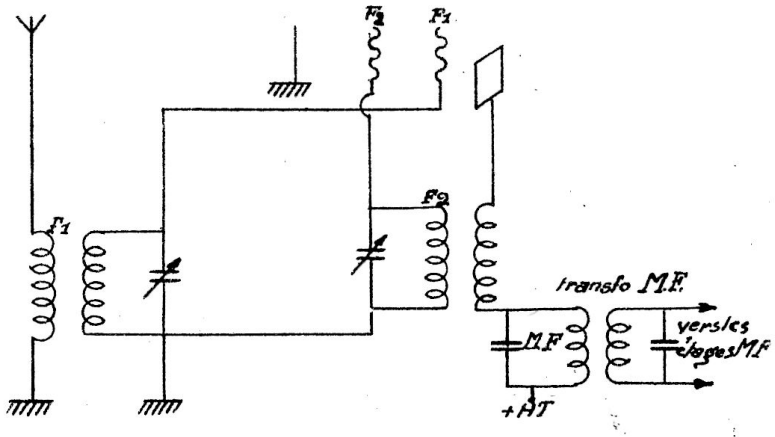
2° Une modulatrice effectuant le changement de fréquence.



Les oscillations incidentes F_1 sont appliquées au circuit grille de la modulatrice. Les oscillations locales F_2 agissent, par l'intermédiaire de L, sur ce même circuit. Les oscillations résultantes sont détectées et le courant anodique est constitué par des impulsions à la fréquence $F_1 - F_2 = MF$ modulées BF. Celles-ci, agissant sur le primaire d'un transformateur accordé, donnent dans le secondaire une tension alternative MF, toujours modulée BF, qu'il suffit alors d'amplifier et de détecter.

Il est évident que si nous recevons des entretenues pures, il faudra, avant détection, faire agir sur elles, une autre oscillation locale, telle que les battements avec la MF donnent une modulation à fréquence audible.

Radiomodulateur. — Dans ce cas, le changement de fréquence s'effectue dans un seul tube; primitivement une bigrille.



La grille extérieure est soumise aux oscillations de fréquence F_1, reçues dans l'antenne. La grille intérieure, dont le circuit est couplé avec le circuit anodique, est le siège d'oscillations à la fréquence F_2. Le circuit plaque est parcouru par un courant de fréquence $F_1 - F_2$.

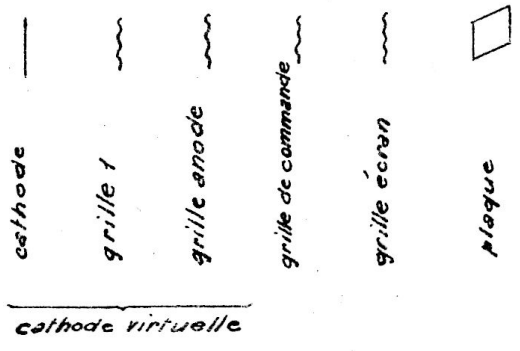
Lampe hexode. — La généralisation des changeurs de fréquence a attiré la nécessité de remédier aux défauts de la bigrille radio-modulatrice, en particulier sa faiblesse de résistance interne, qui diminuait la sélection.

L'idéal était de trouver une lampe changeuse ayant:

a) Une forte résistance interne;

b) Un grand coefficient d'amplification.

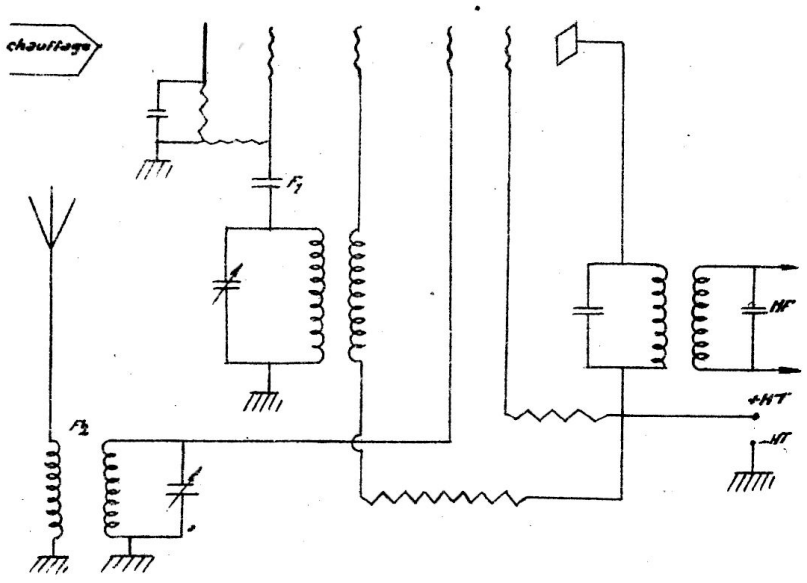
La lampe à 4 grilles ou hexode, répondit tout d'abord à ces conditions. Cette lampe se compose:



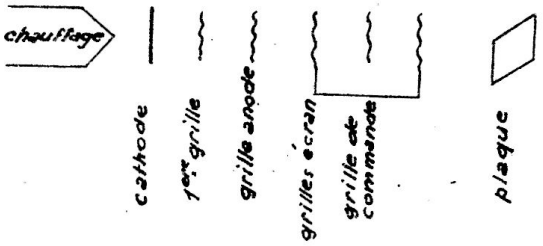
1° D'une cathode qui avec les deux premières grilles forme une triode ordinaire dont la plaque se laisse traverser par des électrons. Cette partie sera chargée de produire l'oscillation locale F_2.

2° de deux autres grilles (commande et écran) qui avec la plaque forment un ensemble qui sera le système modulateur. En effet, la première partie forme une cathode virtuelle qui fournissant des électrons suivant une fréquence déterminée, modulera les oscillations appliquées à la grille 3.

Le schéma ci-dessous donne un exemple d'utilisation de la lampe hexode au changement de fréquence.



Lampe heptode. — Ainsi que nous l'avons vu, l'hexode peut être considérée comme formée d'une triode oscillatrice formant cathode virtuelle et d'une lampe écran modulatrice. L'heptode est semblable à l'hexode, sauf qu'elle comporte une cinquième grille qui est d'ailleurs connectée à la troisième et constitue, de ce fait, une sorte de lampe à écran.



Lampe octode. — Elle comporte six grilles. La cathode chauffée par un filament intérieur, est entourée d'une première grille; la troisième électrode est la grille anode constituée par deux petites tiges. La troisième grille est reliée à la cinquième, l'ensemble formant grille-écran; la sixième grille est reliée à la cathode. Cette lampe est plus facile à utiliser car la tension grille anode peut être identique à celle de la grille-écran. Le coefficient d'amplification est plus élevé que dans les autres lampes et la résistance interne plus grande. La sélectivité et la sensibilité sont donc plus grandes si les circuits oscillants sont bien établis.

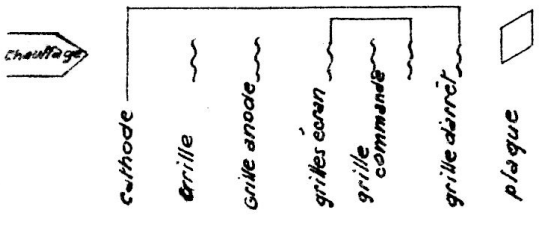
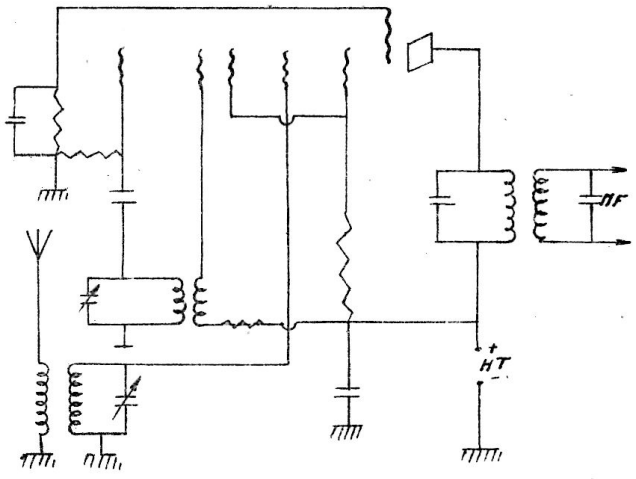


Schéma d'utilisation de l'octode.



Avantages des changeurs de fréquence. — L'avantage principal de ce genre de récepteurs réside dans le fait que l'amplification s'effectuant toujours sur la même fréquence, on peut monter un certain nombre de circuits d'accord, ce qui rend le poste sélectif, sans compliquer le réglage. La sensibilité sera accrue du fait que les transfos MF établis de manière fixe, peuvent plus facilement amplifier une certaine bande de fréquence. La sélectivité sera meilleure également, car l'écart relatif entre deux stations sera plus sensible en MF qu'en HF. De plus, le nombre élevé de circuits en cascade contribuera à améliorer la sélectivité.

Inconvénients:

1° Double réglage de la fréquence locale:

La moyenne fréquence M.F. peut être obtenue avec la même fréquence incidente F_1 par son interférence avec:

a) Une fréquence locale $F_2 > F_1$ et telle que:

$$F_2 - F_1 = \text{M.F.}$$

b) Une fréquence locale $F_3 < F_1$ et telle que:

$$F_1 - F_3 = \text{M.F.}$$

Cette particularité constitue le double réglage de la fréquence locale; nous remarquons que les deux réglages sont distants de 2 M.F.: il suffira donc de choisir cette moyenne fréquence suffisamment grande pour que si la fréquence F_2 correspond à la valeur minimum du condensateur, la fréquence F_3 se trouve en dehors de la plage de celui-ci.

2° Fréquence image de la fréquence incidente :

Pour une même valeur F_1 de la fréquence locale, il existe deux fréquences incidentes F_2 et F_3 telles que:

$$F_2 - F_1 = \text{M.F.} \quad \text{et} \quad F_1 - F_3 = \text{M.F.}$$

Nous en concluons que:

$$F_2 - F_3 = 2 \text{ M.F.}$$

Ainsi il est donc possible de recevoir simultanément deux émissions distantes de 2 M.F. dans les récepteurs à changement de fréquence. Pour remédier à cet inconvénient, il est nécessaire d'éliminer la fréquence de l'émission indésirable grâce à un **dispositif présélecteur** (voir filtres de bandes).

Moyenne fréquence:

Deux valeurs de la M.F. sont actuellement adoptées généralement:

1° M.F. = 472 kilocycles;

2° M.F. = 135 kilocycles.

Dans les postes de l'aéronautique la valeur de la M.F. s'étage entre 20 et 450 kilocycles.

Certains récepteurs présentent la particularité de posséder un double changement de fréquence, surtout en ondes courtes. On effectuera alors :

a) Un changement sur 1.000 kcs, ce qui permet de séparer l'onde incidente de la locale;

b) Un changement sur 135 kcs pour l'amélioration de l'amplification.

Amplification moyenne fréquence:

La qualité des transfos M.F. est d'importance primordiale. Dans les récepteurs que nous étudions, ils seront formés par des transformateurs à primaire et secondaire accordés (à fer ou à air).

Les circuits sont tous identiques et accordés une fois pour toutes sur la M.F. = le couplage entre primaire et secondaire est assez serré, pour obtenir l'effet de filtre de bande.

Monocommande:

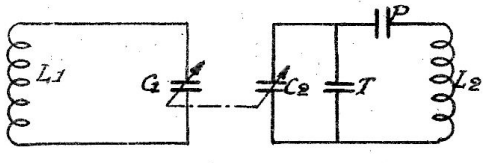
Dans un changeur de fréquence, la différence des fréquences entre les oscillations locales et incidentes est constante; l'accord s'effectuant par capacité variable, si nous voulons que la commande soit unique, il sera nécessaire que la self du bobinage oscillateur soit telle que la différence de fréquence cherchée soit obtenue au milieu de la gamme du CV. Il en résultera qu'au début, l'écart sera trop grand et trop petit à la fin. L'alignement se fera grâce à l'accord des deux condensateurs:

a) Un en série avec le CV .et surnommé **pading;**

b) L'autre en parallèle sur le CV. et surnommé **trimmer.**

$L_1 > L_2$

$C_1 = C_2$



Pente de conversion:

Caractérise la pente d'un tube employé en changeur de fréquence.

C'est le nombre de milliampères dont varie le courant anodique quand:

1° La tension grille de commande varie de 1 volt;

2° La tension oscillante de la cathode fictive est réglée au maximum.

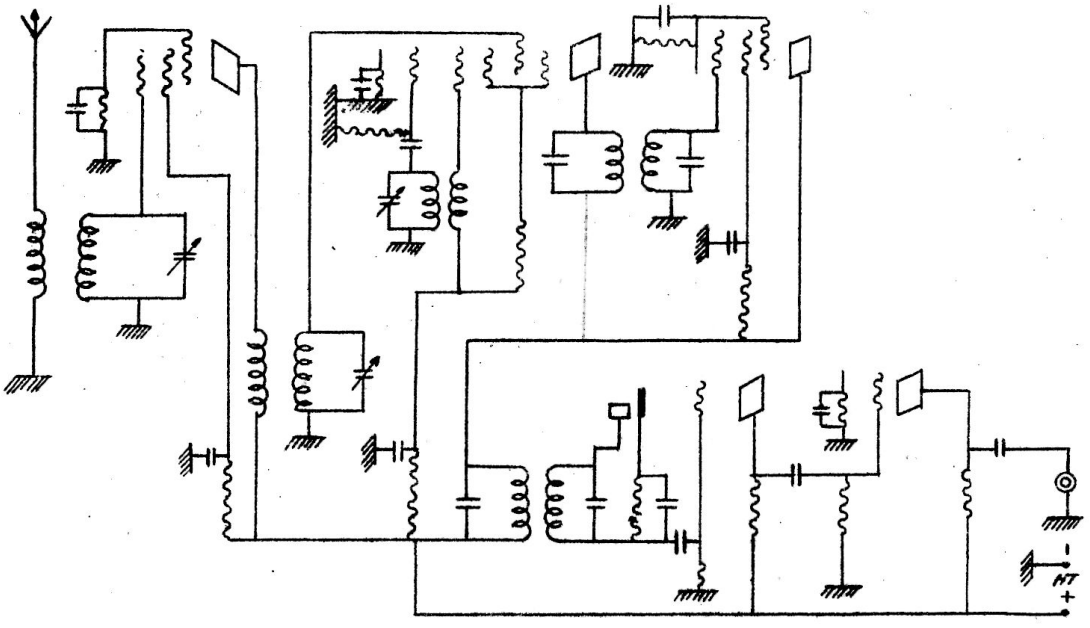
Amplification de conversion:

C'est le rapport:

$$Ac = \frac{\text{Tension aux bornes impédance plaque.}}{\text{Tension appliquée grille de commande.}}$$

lorsque la tension oscillante de la cathode fictive est réglée au maximum.

Schéma de principe d'un changeur de fréquence

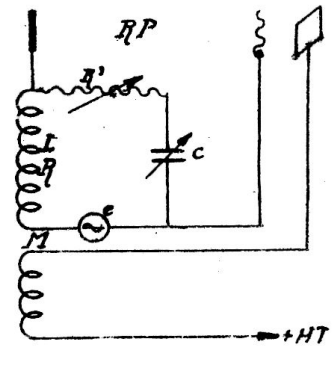


RECEPTEURS A SUPER-REACTION

Généralités:

Méthode d'amplification qui permet de pousser la réaction sans qu'il se produise d'amorçage d'oscillations. Utilisé dans la réception des ondes courtes, la super-réaction a pour but d'augmenter le rendement normal de la réaction, dans la réception d'ondes entretenues modulées.

Nous avons vu, dans l'étude de la détectrice à réaction et de la lampe oscillatrice, qu'il était possible, par un couplage convenable, entre grille et plaque, d'obtenir un effet de résistance négative ayant pour valeur:



$$R' = \frac{L + RM}{C\varphi}$$

Si le couplage est variable, M est variable, et par conséquent la résistance négative R'.

Trois cas sont à considérer:

1° — R' < R:

La résistance positive du circuit prédomine; il y a amortissement, donc les signaux appliqués à la grille sont de faible amplitude; l'amplification est petite.

2° — $R' = R$:

La résistance du circuit est annulée; les oscillations s'entretiennent car l'amortissement est nul.

3° — $R' > R$:

La résistance du circuit est négative; l'amortissement est donc négatif et devient une amplification, les amplitudes croissent indéfiniment.

Un signal de faible amplitude est considérablement augmenté.

Mais la saturation étant atteinte, il y a déformation. Le circuit, en oscillant, provoque l'interférence entre la F.E.M. extérieure et son oscillation propre. Il y a battements à fréquence audible (autodyne). La réception des ondes modulées téléphoniques est impossible, à cause des déformations de crête et des oscillations locales.

Au bout d'un temps donné, l'amplitude des oscillations est d'autant plus grande que la tension d'entrée est plus élevée.

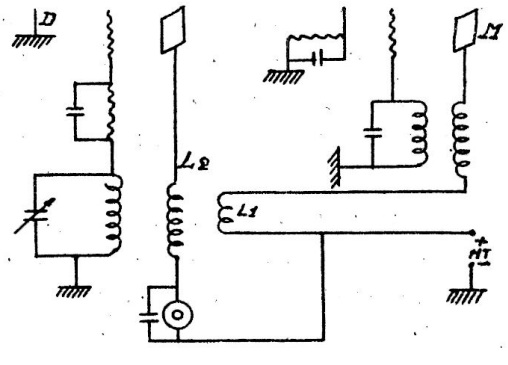
Donc, en rendant $R' > R$, nous pourrions constituer un récepteur ultra-sensible; l'inconvénient réside dans cet amorçage d'oscillations. Il faudrait que le circuit soit capable d'osciller mais n'en ait pas le temps. Le problème serait résolu si nous pouvions faire varier R' à une fréquence suffisamment grande pour que, lorsqu'il est plus grand que R, les amplitudes augmentent mais n'atteignent la saturation que pendant un temps très court: ce qui évite l'amorçage d'oscillations locales. Mais il faut que la fréquence de **découpage** soit aussi suffisamment faible pour qu'un certain nombre d'oscillations H.F. puisse agir sur le circuit, car, en effet, plus ce nombre sera grand pendant une période d'amorçage, plus les amplitudes augmenteront et par conséquent la sensibilité.

Mais la fréquence de découpage ne peut être inférieure aux fréquences audibles: aussi a-t-on fixé entre 8.000 et 20.000 périodes sa valeur.

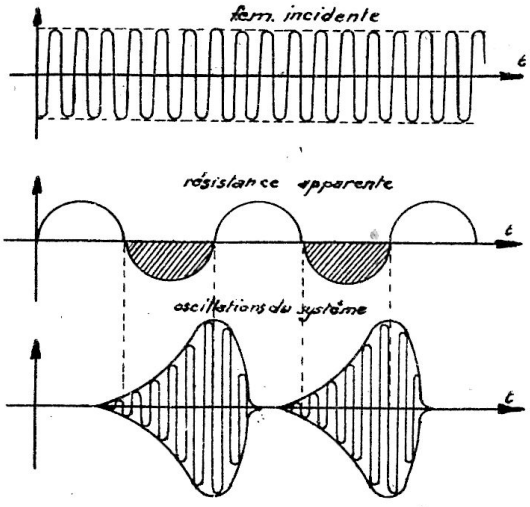
Modulation:

Pour faire varier à une fréquence inaudible la résistance apparente du système, on a souvent recours à un générateur séparé.

La lampe M (modulatrice), oscille suivant une fréquence 20.000 par exemple. Les variations de courant plaque dans L_1 induisent des variations de tension plaque dans L_2. Ces variations entraînent l'accrochage ou le décrochage des oscillations à la fréquence du découpage.



A l'instant où la résistance apparente s'annule pour devenir négative,

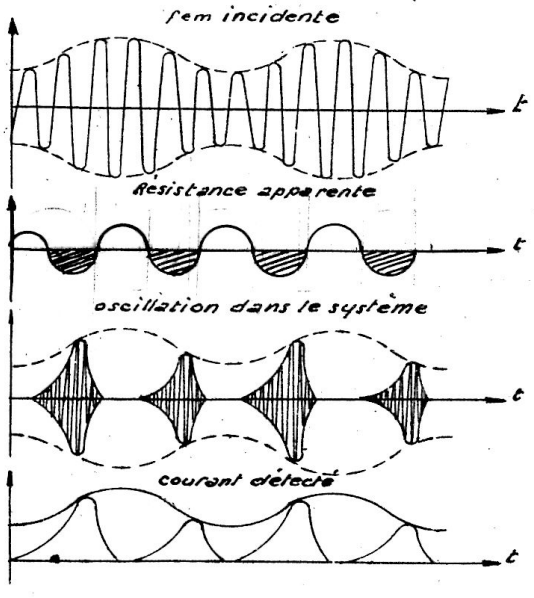


les oscillations libres du circuit se déclanchent et leur amplitude dépend de l'ordre de grandeur de la F.E.M. incidente.

Lorsque la résistance apparente devient positive, ces oscillations décroissent.

Donc, à la fréquence de modulation, le circuit est le siège d'oscillations libres d'amplitude maximum proportionnelle à la F.E.M. appliquée.

Dans le cas de la réception d'ondes entretenues modulées B.F., les oscillations auront l'allure ci-dessous:



Avantages. — Montage simple. Récepteur très sensible et offrant la particularité suivante : le niveau d'audition ne décroît pas avec la distance d'éloignement de l'émetteur, mais est constant. En effet, tant que le champ électromagnétique de l'émission est suffisamment fort pour déclencher le système, l'amplitude des oscillations de sortie varie peu, car l'amplification est très rapide. Mais dès que le système ne peut plus être déclanché, l'audition tombe à zéro presque sans intermédiaire.

Inconvénients:

Tout d'abord, un récepteur à super-réaction en fonctionnement peut gêner la réception dans son voisinage. De plus, il est peu sélectif, ce qui, en ondes courtes, n'est pas considéré comme un défaut grave. Enfin, en l'absence d'oscillations reçues d'un émetteur, on entend dans les écouteurs comme un bruit de chute d'eau caractéristique: ceci est produit par les parasites reçus dans l'antenne qui, arrivant dans le circuit grille en équilibre, tendent à le faire osciller; cependant leur amplitude n'est pas suffisante pour amorcer le système, d'autant plus que ces oscillations parasites ne sont pas accordées sur celui-ci.

Mais lorsque le récepteur est accordé sur une émission, la F.E.M. incidente déclenche le système: le bruit de chute disparaît. De plus, il disparaît également si l'on est accordé sur une porteuse H.F., ce qui peut être utile pour savoir si l'émission est terminée ou non.

COMPLÉMENT DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

CHAPITRE XII

COMPLÉMENT DE RADIO-ÉLECTRICITÉ

RADIOGONIOMÉTRIE

Généralités:

La radiogoniométrie a pour but la recherche de la direction d'un poste émetteur par rapport à soi.

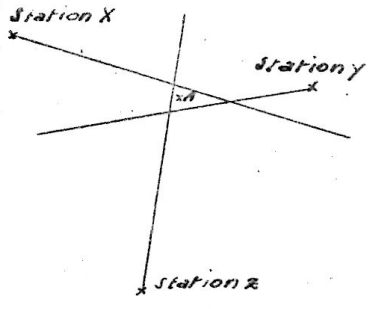
Elle est basée sur l'effet directif des cadres. On utilise, en effet, soit:

1° Un cadre unique mobile autour d'un axe vertical;

2° Deux cadres fixes jumelés verticaux concentrant le champ dans un troisième cadre mobile.

La connaissance de la direction d'un émetteur permet, grâce à différentes opérations que nous verrons plus loin, de le situer ou, s'il le désire, de lui donner sa position.

En effet, supposons qu'un émetteur mobile se trouve au point A et demande sa position.



Il s'adresse au poste X, par exemple, et lui demande son relèvement; celui-ci, grâce à la radiogonométrie, pourra situer l'azimut de l'émetteur par rapport à lui. Si les deux autres stations fixes de réception lui donnent également son relèvement, le poste émetteur pourra se situer lui-même dans le triangle formé par l'intersection des trois directions. On utilise généralement trois relèvements pour diminuer les chances d'erreur. Il est évident qu'une des stations réceptrices peut chercher elle-même la position de l'émetteur et la lui communiquer ensuite.

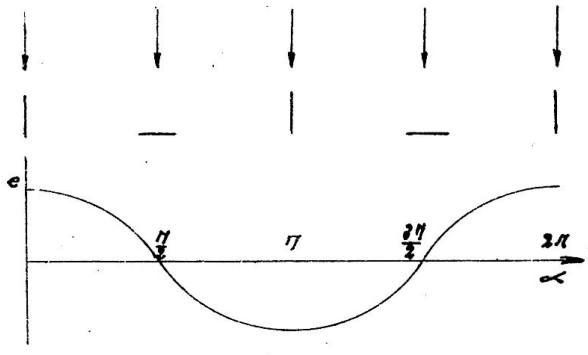
Le cas précédent est un exemple d'application de la radiogoniométrie qui, en principe, n'a pour objet que la recherche de la direction d'une émission, c'est-à-dire l'angle que fait celle-ci avec le nord géographique.

Principe:

Nous avons vu, dans l'étude du problème de la réception que la F.E.M. induite dans un cadre était de la forme:

$$e = H S \omega \cos. \omega t \cos. \varphi$$

φ étant l'angle que fait la direction de l'émetteur avec le plan du cadre. La F.E.M. dépendra donc de l'orientation de celui-ci.

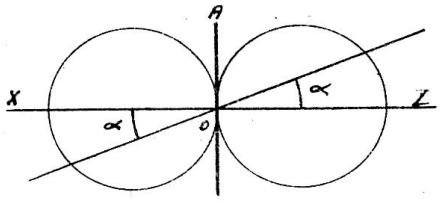


Elle sera maximum pour les deux positions du cadre ou φ sera nul, et minimum lorsque φ sera égal à 90°.

L'allure générale de la f.é.m. en fonction de la position du cadre est donnée ci-contre.

Ceci découle du fait déjà connu (voir propagation) qui nous indique que la composante magnétique se propage horizontalement et dans une direction perpendiculaire à celle de l'onde.

Incertitude de 180°:



Soit le cadre A pivotant autour d'un point O. Si nous traçons le diagramme de réception de ce cadre pour une rotation de 360°, en portant à chaque instant, dans le plan du cadre la valeur de la f.é.m. induite, nous constaterons :

1° Que l'émetteur peut se trouver aussi bien dans le prolongement OX que dans le prolongement OZ;

2° Que deux cadres dans le prolongement l'un de l'autre donneraient à chaque instant des F.E.M. égales et opposées e_1 et e_2;

3° Que, par conséquent, on ne peut situer le sens de l'émetteur, mais seulement sa direction, il y a doute de 180°.

Lever du doute de 180°

Nous avons déjà vu, lors de l'étude de la réception que la F.E.M. induite dans une antenne était de la forme:

$$e = E \sin. \omega t$$

et qu'elle était par conséquent décalée de $\frac{\pi}{2}$ sur celle du cadre

$$e = E \cos. \omega t \cos. \varphi$$

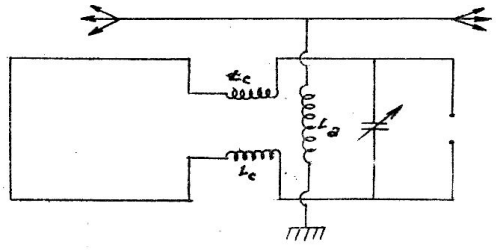
Lorsque l'antenne sera accordée le courant i_1 dû à la F.E.M. induite sera en phase avec celle-ci.

Si nous faisons traverser à ce courant i_1 une self couplée avec le circuit cadre, il induira dans ce cadre une F.E.M. décalée de $\frac{\pi}{2}$ sur lui; celle-ci donnera naissance à un courant i_2 en phase avec elle. Donc, ce cadre sera parcouru par un courant i_2 dû à l'action de l'antenne et décalé de $\frac{\pi}{2}$ sur le courant traversant celle-ci. Il sera donc de la forme:

$$i_2 = I_2 \cos. \omega t$$

D'autre part, le courant dans le cadre, produit par la F.E.M. induite dans celui-ci, est de la forme:

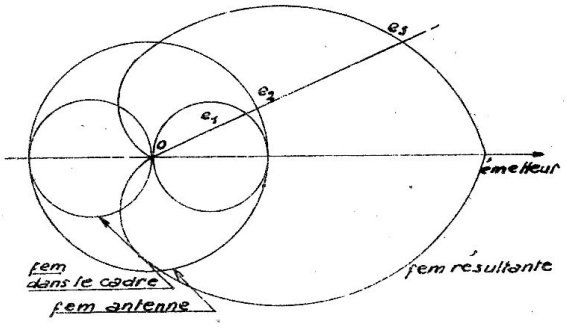
$$i_3 = I_3 \cos. \omega t \cos. \varphi$$



Le courant total dans le circuit cadre sera donc :

$$i = i_2 + i_3$$

Si, dans le montage ci-dessus, nous disposons d'un système permettant d'inverser le courant dans la self LA, le courant i_2 induit dans les selfs LC sera en phase ou décalé de π sur le courant i_3 du cadre. Le courant résultant sera donc :



$$I = I_3 \cos. \varphi \pm I_2$$

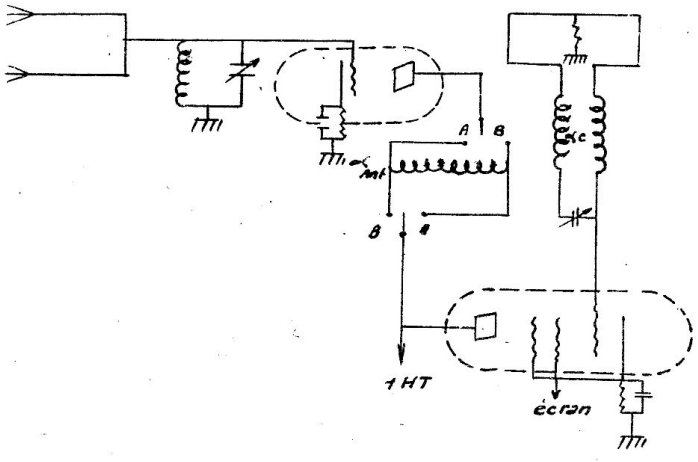
dont la valeur I est donnée par la relation :

$$i = I \cos. \varphi t$$

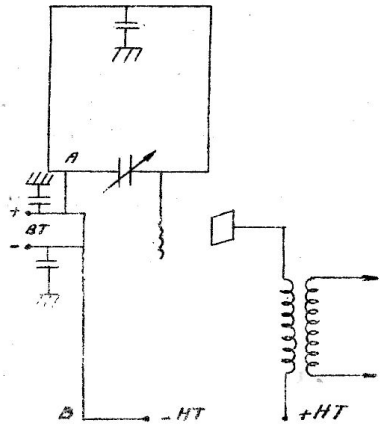
Le diagramme de réception est donné ci-contre.

Ainsi, la direction de l'émission peut être déterminée. En effet, si la f.é.m. antenne est égale à celle du cadre, il y aura audition maximum ou nulle suivant le sens du courant. En pratique, ces f.é.m. sont toujours inégales et on observe seulement un renforcement et une diminution de l'audition.

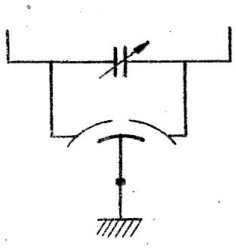
La figure ci-contre donne une idée d'un dispositif levée de doute.



Compensation:



Il existe, dans l'application de la radiogoniométrie, de nombreuses causes d'erreurs et, en particulier, celle due aux dissymétries existant entre les éléments constitutifs du cadre, par exemple l'effet d'antenne. La figure ci-contre nous montre qu'il existe bien une différence d'état électrique entre les deux parties du cadre. D'ailleurs la partie verticale est le siège de f.é.m. qui agit sur le circuit et empêchera une extinction totale du signal, car cette f.é.m. est indépendante de l'orientation du cadre. Pous rétablir



l'équilibre et rendre ainsi le dispositif symétrique on utilise un **compensateur.**

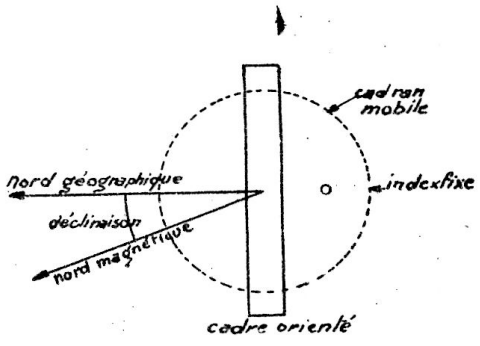
Pour régler le système compensateur on recherche un minimum de réception et on tourne ensuite celui-ci jusqu'à obtenir le plus faible minimum.

Relèvements:

Pour relever une station d'émission, les opérations suivantes doivent être effectuées:

a) **Orientation du cadre:**

Les angles sont donnés à partir du nord géographique, dans le sens des aiguilles d'une montre. On oriente d'abord le cadre de telle manière que la normale à son plan coïncide avec la direction donnée par une boussole (nord magnétique).



On fait ensuite tourner l'aiguille d'un angle égal à la déclinaison (φ). La normale au plan du cadre coïncide alors avec le nord géographique. Les lectures de relèvement devant s'effectuer sur un cadran gradué, on amène le zéro de celui-ci en face de l'index de lecture, puis on le fixe au cadre; de cette manière, si le chiffre 30° se trouve en face de l'index, cela voudra dire que l'émission fait un angle de 30° avec le nord géographique.

b) **Recherche d'une station:**

Lorsque nous aurons déterminé la direction correspondant au maximum d'audition, nous tournerons le cadre de 90° pour déterminer le secteur d'extinction; pour des mesures relativement précises, nous noterons les limites de ce secteur puis nous ferons tourner le cadre de 180°, nous trouverons alors un nouveau secteur d'extinction qui peut ne pas être sysmétrique du premier; en faisant la moyenne des limites des deux secteurs, nous obtiendrons une valeur exacte de l'azimut.

c) **Levée de doute:**

Nous avons vu qu'un système inverseur faisait varier le sens du courant dans la self de couplage. Il suffira par convention, de déterminer si l'extinction ou le renforcement du signal reçu correspond au relèvement vrai. Le système choisi dépend du type de poste. Le doute sera levé et nous aurons avec certitude la direction de l'émission choisie.

CONTROLE AUTOMATIQUE DE VOLUME (CAV)

Nous avons vu, dans l'étude des problèmes de la réception, que l'on pouvait commander manuellement l'intensité d'audition en faisant varier la polarisation d'une électrode des lampes H.F. ou M.F.

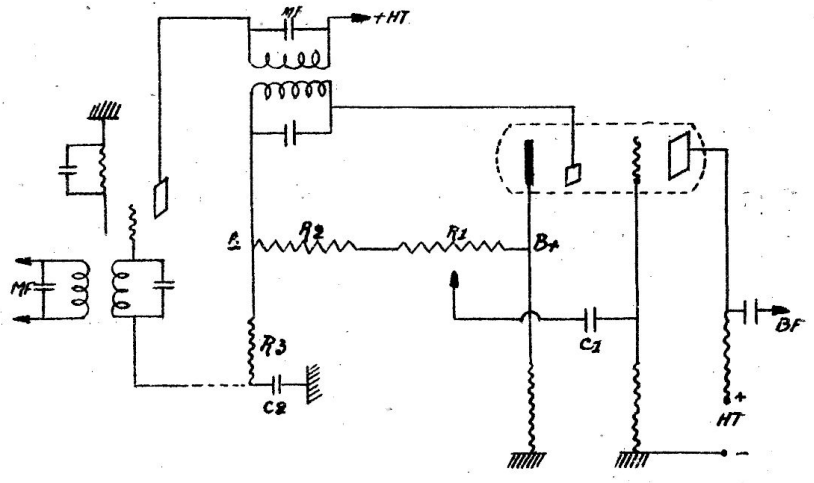
Ce contrôle manuel existera toujours dans les récepteurs même lorsqu'il existe un système automatique, car il est toujours nécessaire de fixer le niveau moyen de l'audition.

Le contrôle automatique a surtout pour but de remédier aux évanouissements ou fading, aussi l'a-t-on surnommé dispositif **régulateur antifading** ou encore **régulateur automatique de sensibilité.**

Principe:

Les régulateurs sont basés sur le principe suivant:

Faire agir sur la polarisation grille de commande des lampes H.F. ou M.F. précédant l'étage détecteur, une tension négative proportionnelle à l'amplitude des signaux recueillis. On utilise généralement pour cela la d.d.p. provoqué par le courant détecté.



Ainsi, dans le montage ci-dessus, la triode est une amplificatrice M.F.; la diode triode est montée en détectrice par diode et première B.F. La tension transmise à la grille à travers le condensateur C_1 est fonction de la position du curseur situé sur R_1. Nous disposerons donc là d'une sorte de commande manuelle de volume.

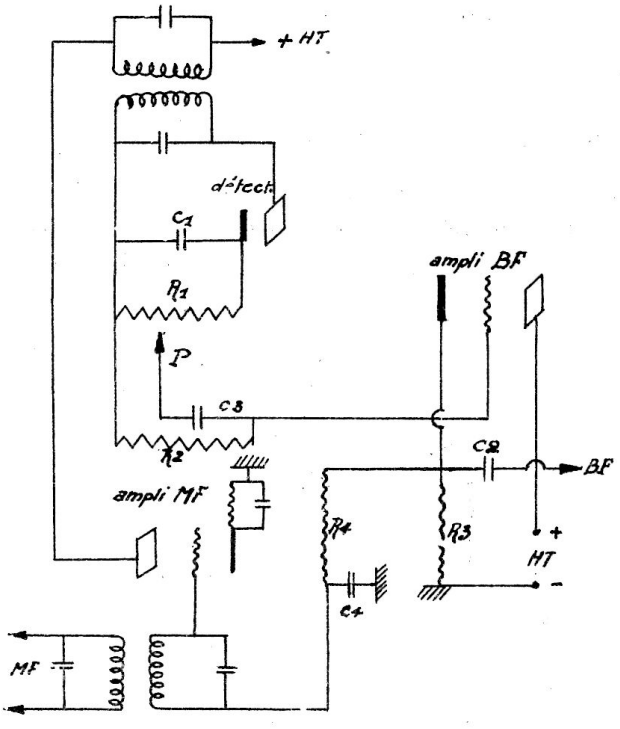
De plus, le point A de l'ensemble R_1 R_2 est, au point de vue électrique, négatif par rapport au point B, c'est-à-dire par rapport à la masse. La d.d.p. entre ces deux points sera proportionnelle au courant traversant l'ensemble R_1 R_2, donc au courant détecté et par conséquent, à l'amplitude des signaux M.F. Si nous relions ce point à une grille de commande M.F., par exemple, le point de fonctionnement sera d'autant plus négatif que le point A sera négatif. Ainsi, au fur et à mesure que les signaux augmenteront, nous les appliquerons en un point où la pente diminue: l'amplification diminuera et le niveau d'audition sera sensiblement constant.

L'ensemble R_3C_2 constitue un dispositif filtreur chargé d'éliminer la composante alternative du courant détecté.

Nous aurons ainsi réalisé une commande automatique de volume. Mais la nécessité d'obtenir une tension suffisante aux bornes de R_1R_2 pour agir sur les grilles des lampes à pente variable oblige à construire des étages M.F. plus puissants qu'il ne serait nécessaire pour l'audition. Cet inconvénient a été supprimé par l'emploi des régulateurs antifading amplifiés.

Régulateurs antifading amplifiés:

Dans ce système la composante continue de la tension détectée n'est pas appliquée directement aux grilles des lampes à pente variable. Elle est d'abord amplifiée dans un tube comme l'indique le schéma ci-contre.



La tension détectée apparaît aux bornes de l'ensemble R_1 C_1; une prise P permet le volume contrôle manuel. La composante alternative est appliquée à travers le condensateur C_3 à la grille de la lampe suivante. La composante continue, également appliquée par la résistance R_2 à cette grille, fait varier la polarisation et par conséquent le courant anodique. Celui-ci traverse la résistance R_3 et y provoque une chute de tension. La composante B.F. est appliquée aux étages amplificateurs B.F. par l'intermédiaire de C_2. La tension continue servira à la polarisation automatique des grilles de commande des lampes M.F. Le dispositif de filtrage R_4C_4 bloquera la B.F. tendant à s'écouler vers la M.F.

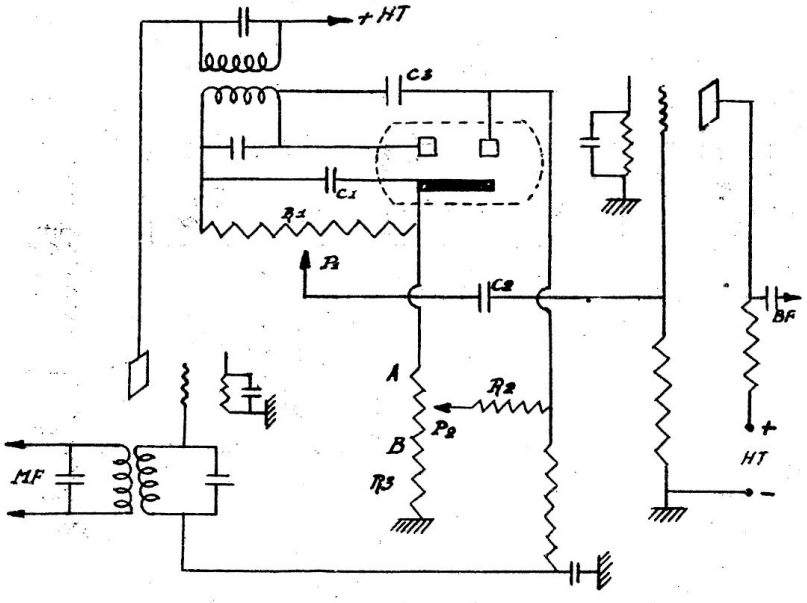
Malgré la régulation, les tensions soumises au détecteur peuvent encore varier avec la puissance et la distance des émissions reçues; il existe un troisième type de régulateur permettant d'atténuer sensiblement ce défaut. C'est le régulateur antifading différé.

Régulateur antifading différé:

La régulation ne fonctionne que lorsque l'amplitude des tensions appliquées à l'étage détecteur dépassent une certaine valeur réglable à volonté. On utilise pour cela une double diode ou une double diode triode.

Dans le montage ci-dessous, la tension détectée est recueillie aux bornes de l'ensemble R_1C_1. Une prise P_1 (commande manuelle), et un condensateur C_2 transmettent ces oscillations B.F. à la grille de la lampe B.F. suivante. La deuxième plaque de la diode sert à la régulation; elle est reliée par l'intermédiaire de la résistance R et d'une prise P_2 à la cathode. La polarisation de la plaque sera déterminée par la position de P_2; elle aura pour valeur la chute de tension V dans la portion AB de la résistance R_3 et sera donc réglable à

volonté; tant que la tension oscillante ne dépasse pas cette **polarisation négative** V, la plaque ne donne aucun courant, mais lorsque cette tension qui est transmise par le condensateur C_3 dépasse V, un courant traverse R_2 et la polarisation grille de commande de l'ampli M.F. sera déterminé par la chute de



tension dans R_2, qui sera proportionnelle au courant, donc à la tension appliquée à l'ensemble détecteur. Nous formons ainsi en somme une deuxième détectrice ne fonctionnant que si la tension appliquée dépasse une certaine valeur. C'est la régulation différée.

Conclusion :

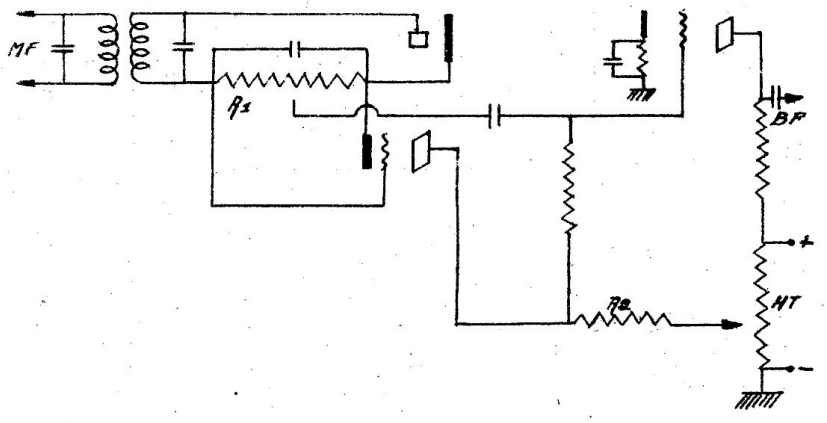
Un récepteur pourvu d'un système antifading peut ainsi recevoir avec une intensité d'audition sensiblement constante les émissions choisies; notons en passant que les systèmes peuvent être à la fois différé et amplifié.

Mais un inconvénient gênant se présente. En effet, dans les espaces interstations, quand le récepteur n'est réglé sur aucun poste, il se placera au maximum de sensibilité et les perturbations diverses donneront naissance à un bruit de fond assez intense. On a remédié à ce défaut par la création de **dispositifs à réglage silencieux.**

REGLAGE SILENCIEUX

Ce dispositif encore appelé système d'accord silencieux ou C.A.V. silencieux, a pour but d'éliminer les bruits de fond dus aux perturbations électriques lorsque le récepteur n'est pas accordé. Ce résultat est obtenu par le blocage automatique d'une lampe B.F. lorsque la tension oscillante d'attaque de l'étage détecteur n'atteint pas une certaine valeur.

Ainsi, dans le schéma de principe ci-contre, lorsque la tension M.F. n'est pas forte, ce qui est le cas lorsque le récepteur n'est pas accordé et que les circuits H.F. et M.F. ne sont soumis qu'aux perturbations parasites, la chute de tension dans R_1 est faible; la polarisation de la lampe de silence est donc faible, son courant anodique élevé, la chute de tension dans R_2 grande et la grille de la B.F. est fortement négative, d'où son blocage. De toute manière, nous obtiendrons l'effet de silence, en provoquant soit une augmenta-

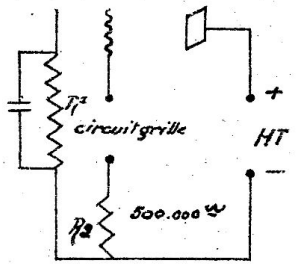


tion du potentiel cathode, soit une diminution du potentiel grille de la B.F. de tension lorsque seules les perturbations influeront sur le récepteur.

Ce système offre néanmoins quelques inconvénients de réalisation et son application n'est pas généralisée.

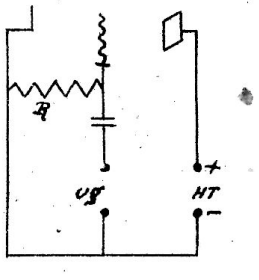
Polarisation des cathodes:

1° Par courant anodique:



Au repos, la grille est au potentiel de la masse. En fonctionnement, le courant anodique et le courant écran, passent dans la résistance R_1, produisent donc une chute de potentiel $R_1 i$; les potentiels allant en décroissant de la cathode vers la masse, la grille est négative par rapport à la cathode.

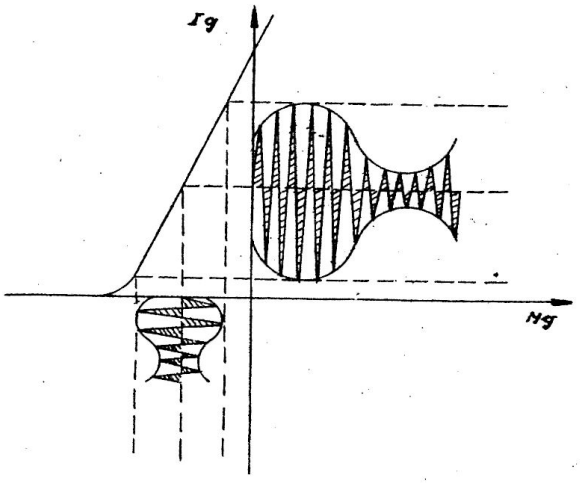
2° Par courant grille:



Dans ce cas, le potentiel grille au repos est celui de la cathode. Mais si on applique une tension alternative telle qu'il y ait courant grille, celui-ci passe dans la résistance R et polarise ainsi la grille à — Ri par rapport à la cathode.

SURMODULATION

La surmodulation est un phénomène de distorsion qui est devenu fréquent depuis l'emploi des lampes à écran. En effet, ces dernières ont une résistance très élevée (500.000 à 106 ohms), un coefficient d'amplification assez grand; mais leur caractéristique $I_p = f(Ug)$ ne présente pas de partie rectilignes assez longues pour permettre l'amplification sans distorsion. Par conséquent, la tension alternative appliquée à la grille dépassant les zones rectilignes, la modulation se trouve déformée. Cette distorsion apparaît également lors de la réception des postes émetteurs à taux de modulation élevé.



Ces déformations sont fonction de la pente, de la courbure de la caractéristique et du taux exagéré de la modulation. Ce phénomène est en quelque sorte une sorte de détection par caractéristique de plaque qui se traduit, ainsi que le montre la figure, par une augmentation de la profondeur de modulation d'où son nom de **surmodulation.**

On ne peut réduire l'amplification en déplaçant le point de fonctionnement, car celui-ci risquerait de se trouver en une région où la pente est inférieure et la courbure plus accentuée, ce qui ne ferait qu'augmenter la surmodulation.

De plus, on ne peut agir sur les étages B.F., car si l'intensité d'audition est augmentée, il se produit des oscillations parasites de fréquence musicale amenant une distorsion qui provoque une tonalité d'audition désagréable.

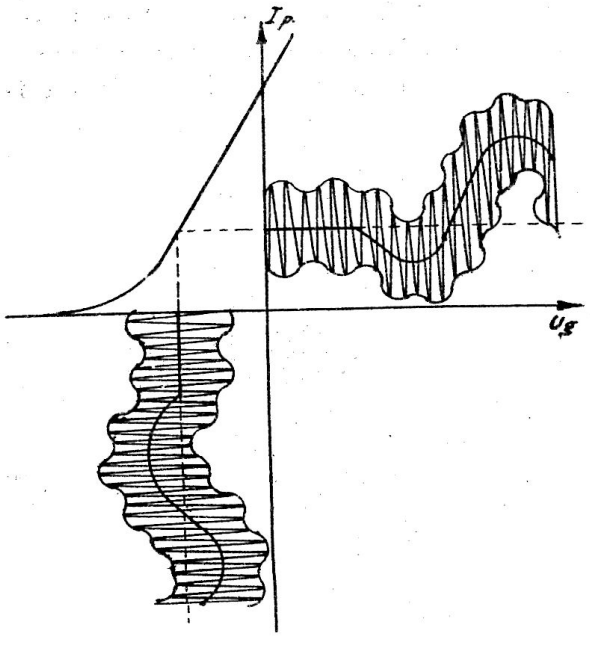
Le seul remède consiste à employer une lampe à partie droite assez étendue et dont la pente augmente progressivement, de manière à pouvoir placer le point de fonctionnement dans une partie de la courbe n'amenant pas de distorsions; les lampes à pente variable pourront être utilisées.

TRANSMODULATION

La transmodulation ou modulation croisée est un phénomène de modulation par interférence qui apparaît :

a) **En haute fréquence.** — Dans ce cas, la modulation résulte de battements entre les oscillations de l'onde à recevoir, et des signaux parasites HF

ou des courants HF modulés de fréquence voisine. Ce défaut est dû à un manque de sélectivité du récepteur, ou à l'amplitude de la tension alternative appliquée sur la grille de la première lampe. La transmodulation disparaît avec l'émission qu'elle gêne. Les signaux incidents sont en quelque sorte modulés par la tension parasite. On évite ce phénomène par l'utilisation de systèmes présélecteurs ainsi que par l'emploi de lampes dont la pente augmente progressivement, pour que le point moyen de fonctionnement soit placé dans une partie où l'amplification se fera sans distorsion (lampe à pente variable).

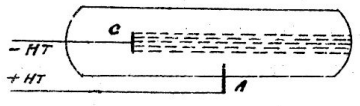


b) **En basse fréquence.** — Lorsque la tension d'alimentation du récepteur n'est pas suffisamment filtrée, il y subsiste une certaine composante basse fréquence. Il se produit alors une variation de l'amplification sonore, à la fréquence de la variation de polarisation grille amenée par cette composante.

Cette variation produit une sorte de ronflement caractéristique très gênant pour la réception.

TUBE A RAYONS CATHODIQUES

Principe. — Si dans un tube quelconque comportant deux électrodes A et C (anode et cathode), nous faisons le vide, il apparaîtra sur la partie du tube opposée à la cathode une tache fluorescente et la partie du verre correspondante s'échauffera. Nous en conclurons qu'elle est soumise à un véritable bombardement électronique. Celui-ci, qui constitue le rayonnement cathodique, augmente d'ailleurs avec le degré de vide, car les électrons émis par la cathode se heurtent aux molécules du gaz provoquant l'ionisation de celui-ci.



Les rayons cathodiques ainsi produits sont déviés par un champ électrique ou un champ magnétique; cette propriété a été utilisée dans l'oscillographe cathodique.

Nous pourrons augmenter l'intensité lumineuse de la tache en recouvrant la partie du verre formant « écran » de substances spéciales, qui varieront suivant que l'on désire une couleur sensible à l'œil (région jaune verte du spectre), ou à la plaque photographique (région violette et bleue). La persistance de la tache entrera en ligne de compte dans les oscillographes.

INDICATEURS VISUELS D'ACCORD

A l'émission comme à la réception, il peut être intéressant de disposer d'un appareil nous permettant de contrôler l'accord, on peut songer à utiliser soit :

a) Un appareil nous indiquant la valeur du courant (milliampèremètre).

b) Un appareil nous donnant la valeur d'une tension (tube au néon et indicateur cathodique).

Milliampèremètres.

Ce système est employé souvent en émission (poste pilote) ; généralement placé dans le circuit anode, il nous indiquera, dans les différentes phases du réglage, le maximum ou le minimum de courant plaque.

A la réception, il sera utilisé dans les circuits anodes des lampes commandées par C.A.V. ; de cette manière, nous contrôlerons le réglage du récepteur et la fréquence des évanouissements.

Dans le cas précédent, le milli n'a pas besoin d'être gradué puisque nous cherchons la valeur maximum ou minimum.

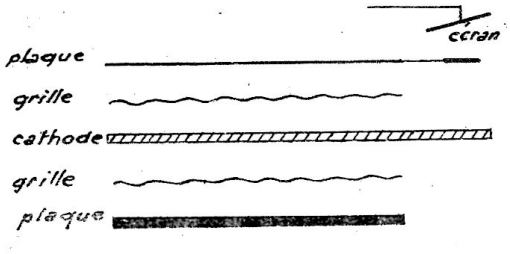
Tube au néon.

Constitué généralement par un tube de verre, contenant du néon et deux électrodes. Si on applique une certaine tension entre celles-ci, on observe une illumination du gaz proportionnelle à cette tension. Il sera donc possible de mesurer celle-ci en graduant le tube à l'extérieur.

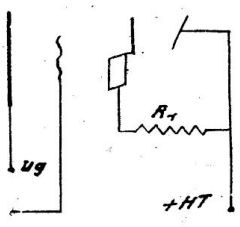
Il existe des tubes au néon spéciaux à trois ou quatre électrodes, servant dans un récepteur, à la fois de contrôle visuel d'accord et de lampe de silence.

Indicateur cathodique.

Basés sur le principe des tubes à rayons cathodiques, ces indicateurs sont constitués par une lampe triode ou pentode combinée avec un tube cathodique.



Utilisés en émissions comme en réceptions leur montage se ramène généralement au schéma ci-dessous.



Lorsque la grille est soumise à de faibles variations de potentiel, le courant anodique est grand et provoque une chute de tension dans R, d'où une tension plaque faible et négative par rapport à celle de l'écran. Les électrons sont déviés et un secteur obscur apparaît sur l'écran.

Quand la grille devient négative, le courant anodique diminue, ainsi que la chute dans R. La zone d'ombre se rétrécit et devient minimum à l'accord.

On distingue deux sortes d'indicateurs cathodiques :

a) **Le trèfle cathodique** : dans lequel la plaque est prolongée par une série de tiges disposées de telle sorte que leur ombre donne l'apparence d'un trèfle.

b) **L'œil magique** : dans ce modèle le prolongement de l'anode est constitué par une seule électrode de déviation d'où un seul secteur obscur.

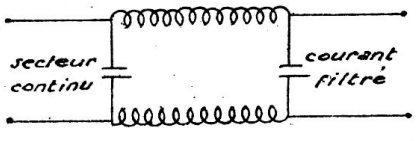
Dans d'autres modèles, le système de déviation est réuni à la grille-écran d'une pentode. La lampe sert alors d'amplificatrice et d'indicatrice.

ALIMENTATION DES RECEPTEURS

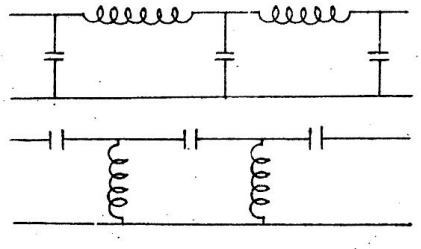
1° Par secteur continu :

Le courant fourni par les dynamos comporte une composante alternative qui serait nuisible au bon fonctionnement du récepteur; il est donc nécessaire de l'éliminer en filtrant le courant alimentant ceux-ci.

Pour cela, on utilise les propriétés des condensateurs qui bloquent le continu, laissent passer l'alternatif et des selfs qui, au contraire, sont un obstacle à celui-ci, car elles lui offrent une impédance proportionnelle à la fréquence. Voici un exemple de filtrage.



On utilise encore lorsqu'il est nécessaire d'éliminer une certaine fréquence de courant (par exemple dans le cas de la suppression des harmoniques) une certaine catégorie de filtres appelés **filtres passe-bandes;** leur principe est identique à celui des filtres ordinaires, le montage des éléments dépend du résultat cherché. Si on désire éliminer toutes les fréquences supérieures à une fréquence, il est dti **passe-bande haut,** dans le cas contraire, il est dit **passe-bande bas.**



2° Par secteur alternatif :

Cette alimentation offre l'avantage d'une transformation facile. Le chauffage est assuré en alternatif, mais il sera évidemment nécessaire de redresser celui-ci après transformation pour alimenter le poste lui-même.

Dans le schéma ci-dessous, le primaire comporte plusieurs prises de tension secteur.

Le secondaire comporte trois enroulements pour :

1° le chanffage des tubes;

2° le chauffage de la valve;

3° la tension anodique.

L'ensemble self-capacité sert à assurer le filtrage avant la distribution dans le poste.

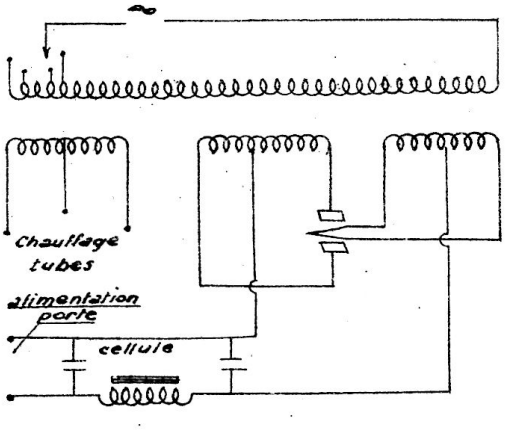


Schéma de principe d'un émetteur radiotéléphonique

Schéma de principe d'un récepteur à changement de fréquence

TABLE DES MATIÈRES

Pages

CHAPITRE I^er^. — Ondes électromagnétiques 3

CHAPITRE II. — Circuit oscillant fermé 5

Oscillations libres 5
Oscillations forcées 7
Différentes ondes hertziennes 9

CHAPITRE III. — Circuits couplés 11

Différentes sortes de couplages 11
Oscillations entretenues d'un système de circuits couplés.... 12

CHAPITRE IV. — Etude des lampes diodes et triodes 15

Lampe diode 15
Lampe triode 17
Oscillations auto-entretenues 20
Différents montages d'oscillateurs 22

CHAPITRE V. — Etude de l'amplification 25

Amplification en tension 25
Amplification en puissance 28
Différentes classes d'amplification 30

CHAPITRE VI. — Lampes bigrilles et pentodes 33

Inconvénients des lampes triodes 33
Lampes bigrilles 35
Lampes pentodes 37

CHAPITRE VII. — Circuits ouverts 39

Rayonnement 39
Antennes. Ondes stationnaires 41
Alimentation des antennes 43
Antennes complexes 44

CHAPITRE VIII. — Emission 47

Postes émetteurs 47
Modulation 51
Emission 52
Emission dirigée 53

CHAPITRE IX. — Propagation des ondes 57

CHAPITRE X. — Problèmes de la réception 61
Collecteurs d'ondes 61
Sélection d'une émission 64
Détection 66
Amplification HF 73
Amplification BF 76
Lampes complexes 76

CHAPITRE XI. — Les récepteurs 79
Récepteurs à amplification directe 79
Récepteurs à changement de fréquence 80
Récepteurs à super-réaction 86

CHAPITRE XII. — Complément de radio-électricité 91
Radiogoniométrie 91
Contrôle automatique de volume 95
Réglage silencieux 97
Polarisation des cathodes 98
Surmodulation 99
Transmodulation 99
Tube à rayons cathodiques 100
Indicateurs visuels d'accord 101
Alimentation des récepteurs 102
Schéma général d'un émetteur 104
Schéma général d'un récepteur 105