

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Prédétermination des conditions de fonctionnement des amplificateurs de puissance de haute fréquence, par L. RUBIN.

Contribution expérimentale à l'étude de la propagation des ondes courtes, par J. MAIRE.

Méthode de mesure de la vitesse de propagation des ondes hertziennes et application à la radio-téléométrie, par G. FAYARD.

Oscillateur synchronisé par une fréquence double de la sienne, par G. LONGO.

Hétérodyne stabilisée par une lampe résistance fer-hydrogène, par G. LONGO.

Analyses.

ÉTIENNE CHIRON, Éditeur, 40, rue de Seine, PARIS (VI^e)

La Rédaction décline toute responsabilité en ce qui concerne la teneur des articles publiés, les auteurs assumant l'entière responsabilité de ce qui paraît sous leur signature.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

(Ancienne Société des Amls de la T. S. F.)

ABONNEMENT D'UN AN		Etienne CHIRON	PRIX
France.....	60 fr.	ÉDITEUR	DU NUMÉRO : 6 fr.
Étranger	{tarif faible. 70 fr.	40, rue de Seine-PARIS	Tél. : DANTON 47-56
	{tarif fort.. 80 fr.	CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	

SOCIÉTÉ DES RADIOELECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique au

Secrétariat de la S. R. E.

14, avenue Pierre-Larousse
Malakoff (Seine)

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

4, rue Alfred, Clamart (Seine)
Compte de chèques postaux n° 697-38

Les correspondants sont priés de rappeler chaque fois le numéro d'inscription porté sur leur carte.

CHANGEMENTS D'ADRESSE : Joindre 2 francs par revue à toute demande.

EXTRAIT DES STATUTS

ARTICLE PREMIER. — La Société des Radioélectriciens a pour but :

1° De contribuer à l'avancement de la radiotélégraphie théorique et appliquée ainsi qu'à celui des sciences et industries qui s'y rattachent ;

2° D'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité.

Elle tient des réunions destinées à l'exposition et à la discussion des questions concernant la radiotélégraphie et tout ce qui s'y rattache.

Elle s'interdit toute ingérence dans les entreprises industrielles ou commerciales quelconques, autres que celles qui concernent son administration propre.

ART. 2. — La Société se compose de membres titulaires, — dont certains en qualité de membres bienfaiteurs ou de membres donateurs, — et de membres d'honneur.

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

1° Adresser au président une demande écrite appuyée par un membre de la Société ;

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

Tout membre titulaire qui aura pris l'engagement de verser pendant cinq années consécutives une subvention annuelle d'au moins 1.000 francs, pour favoriser les études et publications scientifiques ou techniques entreprises par la Société, recevra le titre de membre bienfaiteur.

Ceux qui, parmi les membres titulaires, auront fait don à la Société, en dehors de leur cotisation, d'une somme de 300 francs au moins, seront inscrits en qualité de donateurs.

Les membres titulaires reçoivent une publication périodique ayant un caractère technique.

Cette publication leur est adressée gratuitement.

Toutefois les membres résidant à l'étranger doivent verser en sus de leur cotisation annuelle, une somme destinée à couvrir le supplément des frais postaux, somme qui sera déterminée par le Bureau.

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées

Particuliers 50 fr.

Sociétés ou collectivités. 200 fr.

Les cotisations peuvent être rachetées moyennant le paiement immédiat de quinze annuités.

La cotisation des membres titulaires âgés de moins de 21 ans, en cours d'études ou de préparation professionnelle, peut sur demande être ramenée à 30 francs.

Les membres résidant à l'étranger doivent verser en plus pour couvrir le supplément de frais postaux la somme de 15 fr.

Cette somme sera diminuée de moitié si le pays de leur résidence a adhéré à la Convention de Stockholm (se renseigner à la Poste).

L'envoi de la carte de membre tient lieu de reçu de la somme envoyée. En cas de non admission d'un candidat, la somme versée lui est retournée.

PRÉDÉTERMINATION DES CONDITIONS DE FONCTIONNEMENT DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE DE HAUTE FRÉQUENCE

Par **L. RUBIN**

Ingénieur I. E. G. et Radio E. S. E.

SOMMAIRE

L'auteur propose une nouvelle méthode de calcul permettant la prédétermination rapide des amplificateurs de puissance non saturés.

Après avoir tracé les courbes pour les différents coefficients caractéristiques des amplificateurs, il établit des formules générales applicables à toutes les classes de fonctionnement.

Il donne ensuite deux abaques pour les amplificateurs de courants entretenus purs et modulés.

Une comparaison des résultats des calculs avec les résultats expérimentaux met en évidence l'intérêt pratique de la méthode.

I. — INTRODUCTION.

La prédétermination des conditions de fonctionnement des amplificateurs de puissance pour les courants de haute fréquence a été déjà l'objet de nombreuses publications.

Il nous a semblé cependant utile de reprendre l'étude de ces appareils en vue de l'élaboration d'une méthode de calcul plus facilement applicable dans la pratique courante.

En nous limitant au cas où le courant anodique instantané n'atteint pas la saturation, nous avons établi des formules générales qui peuvent être utilisées pour l'étude de tous les régimes de fonctionnement satisfaisant à cette première condition.

En partant de ces formules, nous avons tracé des abaques permettant le choix rapide des conditions de fonctionnement des amplificateurs pour les courants entretenus purs et modulés.

Nous avons adopté dans notre exposé la classification américaine des régimes d'amplification.

Liste des symboles employés.

- V = tension anodique instantanée.
 v = tension anodique continue.
 α = tension anodique pour laquelle le courant anodique s'annule au zéro de grille.
 E = composante alternative de la tension anodique.
 U = tension instantanée de grille.
 u = tension continue de grille.
 e = composante alternative de la tension de grille.
 i = courant anodique instantané.
 i_a = composante continue du courant anodique.
 i_o = composante alternative de fréquence fondamentale du courant anodique.
 i_2 = amplitude du deuxième harmonique du courant anodique.
 i_{mm} = courant instantané maximum correspondant à la puissance utile maximum.
 i_m = courant instantané maximum.
 Z_0 = impédance à la résonance d'un circuit oscillant anodique.
 k = coefficient d'amplification d'une triode.
 r = résistance interne d'une triode.
 i_s = courant de saturation d'une triode.
 P_u = puissance utile d'une triode.
 P_{um} = puissance utile maximum d'une triode.
 P_{umB} = puissance utile maximum d'une triode en classe B.
 P_a = puissance absorbée par une triode à la source de la tension anodique.
 P_d = puissance dissipée en chaleur sur l'anode.
 η = rendement d'une triode amplificatrice.
 P_{out} = puissance utile d'un amplificateur Classe B pour l'onde porteuse.
 P_{a1} = puissance absorbée d'un amplificateur Classe B pour l'onde porteuse.
 P_{d1} = puissance dissipée d'un amplificateur Classe B pour l'onde porteuse.
 η_p = rendement d'une triode amplificatrice Classe B pour l'onde porteuse
 K = taux de modulation.

II. — DÉTERMINATION DES CARACTÉRISTIQUES DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE.

Caractéristiques statiques. — Dans tous les calculs qui vont suivre, nous admettrons que les caractéristiques statiques des triodes employées sont rectilignes et de la forme suivante :

$$\rho i = V - w + kU. \quad (1)$$

Il est évident que, plus les caractéristiques réelles s'approcheront de cette forme idéale, plus les résultats de nos calculs seront justes.

Nous adopterons donc, non pas les valeurs de ρ et k indiquées par les constructeurs des triodes (qui se rapportent souvent au point de fonctionnement correspondant à la limite de dissipation et se trouvent parfois en pleine courbure), mais les valeurs obtenues en assimilant la caractéristique réelle à une droite passant par un point correspondant au courant anodique égal à 0,6-0,8 du courant de saturation I_s et un autre point correspondant à un courant de 0,1-0,2 de I_s .

Cette règle donne une approximation tout à fait suffisante dans la pratique.

Différents régimes de fonctionnement. — La figure 1 montre sché-

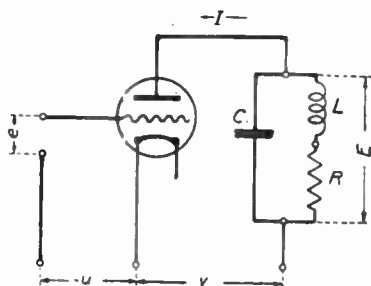


Fig. 1.

matiquement la disposition des circuits d'un étage d'amplification de haute fréquence.

Une tension $U = -u + e \sin \Omega t$ étant appliquée à la grille, un courant périodique prend naissance dans le circuit anodique.

La composante fondamentale de ce courant, de pulsation Ω , pas-

sant par le circuit oscillant accordé, provoque l'apparition d'une tension sinusoïdale — $E \sin \Omega t$ aux bornes de ce dernier¹.

La tension réelle sur l'anode est donc égale à $V = v - E \sin \Omega t$.
En combinant ces équations avec celles des caractéristiques

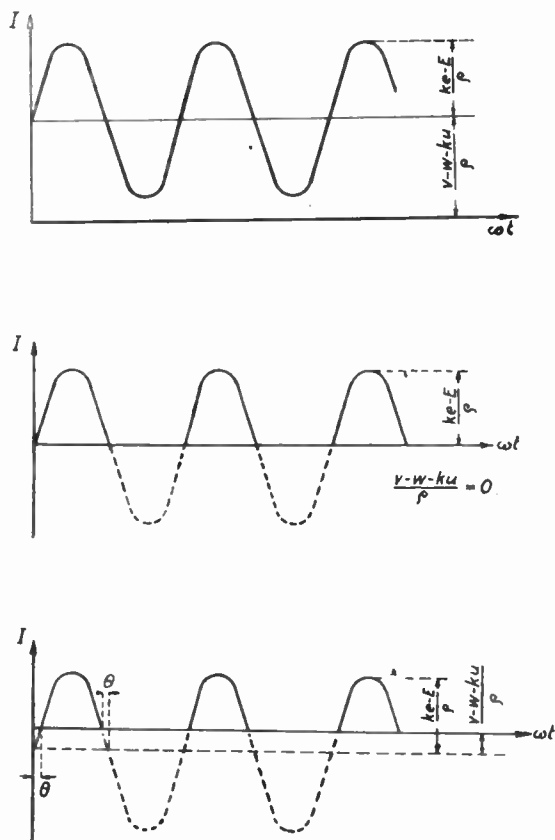


Fig. 2.

statiques d'une triode, on obtient l'expression du courant instantané dans le circuit anodique :

$$i = \frac{v - w - ku}{r} + \frac{ke - E}{r} \sin \Omega t. \quad (2)$$

Si l'on tient compte du fait que le courant anodique ne peut être que positif, on voit que le courant instantané est représenté en

1. Nous admettons que les tensions des harmoniques sont négligeables.

fonction du temps par les portions d'une sinusoïde, plus ou moins complète suivant le cas.

La figure 2 montre les trois cas possibles.

Si $v - w - ku \geq ke - E$, la sinusoïde est complète et on se trouve en présence d'un amplificateur de la classe A.

Si $v - w - ku = 0$, on a le fonctionnement suivant la classe B.

Finalement, la condition $v - w - ku < 0$ correspond au fonctionnement suivant la classe C¹.

La distinction entre ces trois principaux modes de fonctionnement sera introduite dans les formules générales, que nous allons établir, sous forme d'un coefficient b défini par :

$$b = \frac{u - \frac{v - w}{k}}{e}. \quad (3)$$

Nous pouvons dresser le tableau suivant :

Régime de fonctionnement	Valeur de b
Classe C	$b > 0$
Classe B	$b = 0$
Classe A	$b < \varepsilon$

où ε est une valeur négative, fonction de l'impédance du circuit anodique.

Calcul des coefficients M, N, etc. — Quel que soit le régime d'amplification adopté, le courant anodique est périodique et peut être représenté par une série de Fourier. Étant donnée la forme du courant anodique on peut écrire :

$$i = i_a + i_o \sin \Omega t + i_2 \cos 2 \Omega t + \dots \quad (4)$$

Si i_m est le courant instantané maximum dans le circuit anodique, nous pouvons poser :

$$i_a = \frac{i_m}{M}; \quad i_o = \frac{i_m}{N}; \quad i_2 = \frac{i_m}{P}; \text{ etc.}$$

1. Nous ne considérons ici que les amplificateurs non saturés.

Les différents coefficients M, N, F, etc., sont aisément déterminés en écrivant :

$$\begin{aligned} \mathcal{J}_a &= \frac{1}{2\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \mathcal{J} d\Omega \\ \mathcal{J}_v &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \mathcal{J} \sin \Omega t d\Omega \\ \mathcal{J}_2 &= \frac{1}{\pi} \int_{\theta}^{\pi-\theta} \mathcal{J} \cos 2\Omega t d\Omega \quad \text{etc.} \end{aligned}$$

où θ est le complément du demi-angle correspondant au passage du courant anodique (voir fig. 2).

Tous calculs faits, on a :

$$M = \frac{\pi (1 - \sin \theta)}{\cos \theta - \sin \theta \left(\frac{\pi}{2} - \theta \right)}, \quad (5)$$

$$N = \frac{2\pi (1 - \sin \theta)}{\pi - 2\theta - \sin 2\theta}. \quad (6)$$

Détermination des coefficients M, N et ξ en fonction des paramètres a et b. — Considérons l'instant où la tension instantanée de grille est maximum.

Les différents courants et tensions prendront les valeurs suivantes :

Courant anodique $\mathcal{J} = \mathcal{J}_m$;
Tension anodique $V = v - E$;
Tension de grille $U = -u + e$.

La tension alternative anodique E représente la chute de tension provoquée par le passage du courant anodique à travers le circuit oscillant d'anode.

Nous pouvons donc écrire :

$$E = \mathcal{J}_a Z_a.$$

D'autre part, on a :

$$\mathcal{J}_a = \frac{\mathcal{J}_m}{N}.$$

En combinant toutes ces relations avec l'équation de la caractéristique statique, on trouve l'expression de l'amplitude de la composante fondamentale du courant anodique :

$$i_a = \frac{(v - w - ku) + ke}{Z_a + N\bar{z}}. \quad (7)$$

ou encore, en posant $Z_a = a\bar{z}$ (8) et en introduisant le facteur b ,

$$i_a = \frac{ke(1 - b)}{\bar{z}(a + N)}. \quad (9)$$

Considérons maintenant l'instant correspondant à l'annulation du courant anodique instantané i .

Les différentes tensions et courants prendront alors les valeurs suivantes :

Tension de grille : $U = -u + e \sin \theta$.

Courant anodique : $i = 0$.

Composante fondamentale du courant anodique : $i_a \sin \theta$.

Tension anodique : $V = v - Z_a i_a \sin \theta$.

En combinant ces équations avec celle de la caractéristique statique, on a :

$$v - w - ku + (ke - Z_a i_a) \sin \theta = 0, \quad (10)$$

d'où

$$i_a = \frac{ke \sin \theta - b}{a\bar{z} \sin \theta}. \quad (11)$$

L'élimination de i_a entre (9) et (11) permet de trouver l'expression de b en fonction de a , N et $\sin \theta$:

$$b = \frac{N \sin \theta}{N + a(1 - \sin \theta)}. \quad (12)$$

Le facteur N est donné, d'autre part, en fonction de θ par la formule (6).

On pourrait donc, en éliminant θ entre (6) et (12) exprimer N en fonction de a et b .

Nous avons préféré calculer en partant de la formule (6) la fonction :

$$\sin \theta = f(N).$$

La formule (12) peut donc s'écrire :

$$N = \frac{ab (1 - f(N))}{f(N) - b}. \quad (13)$$

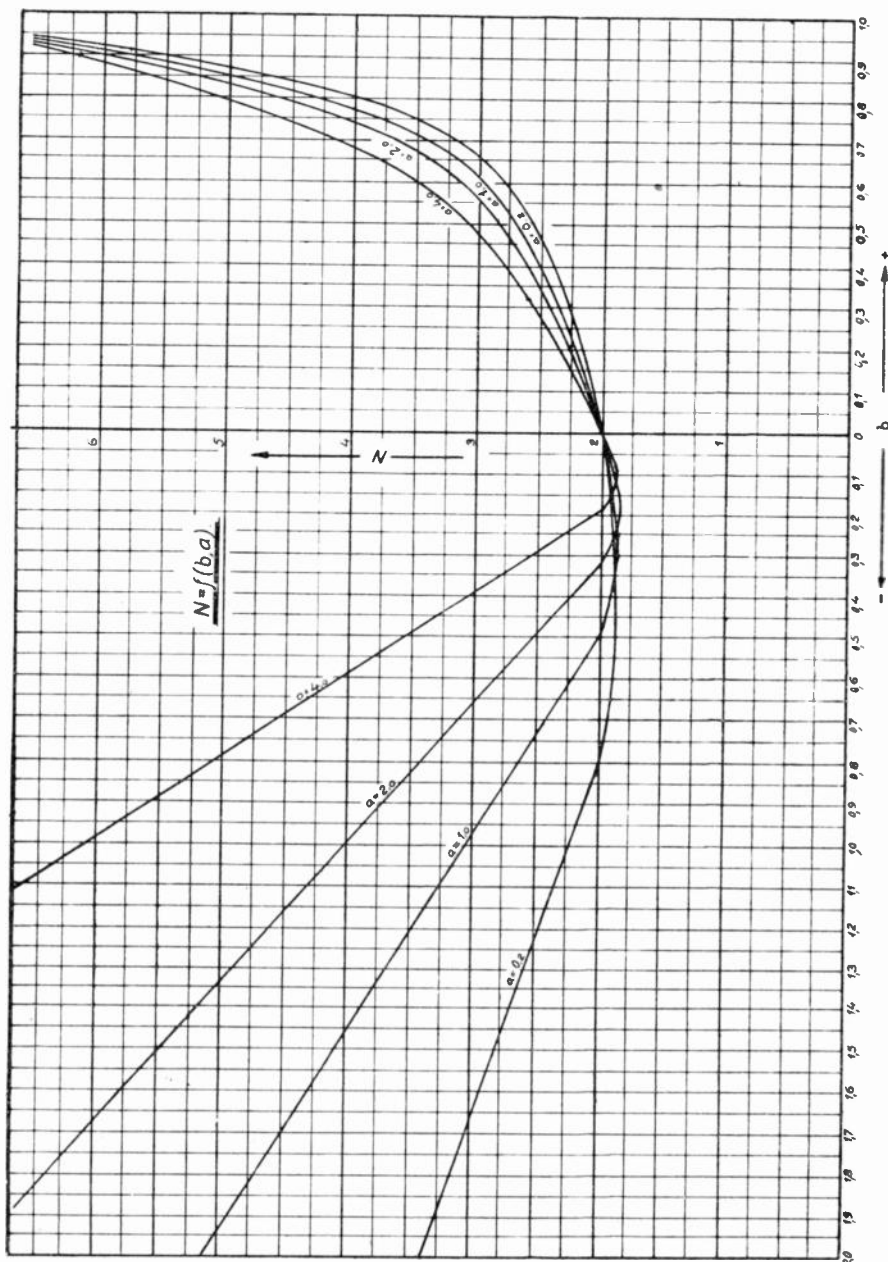


Fig. 3.

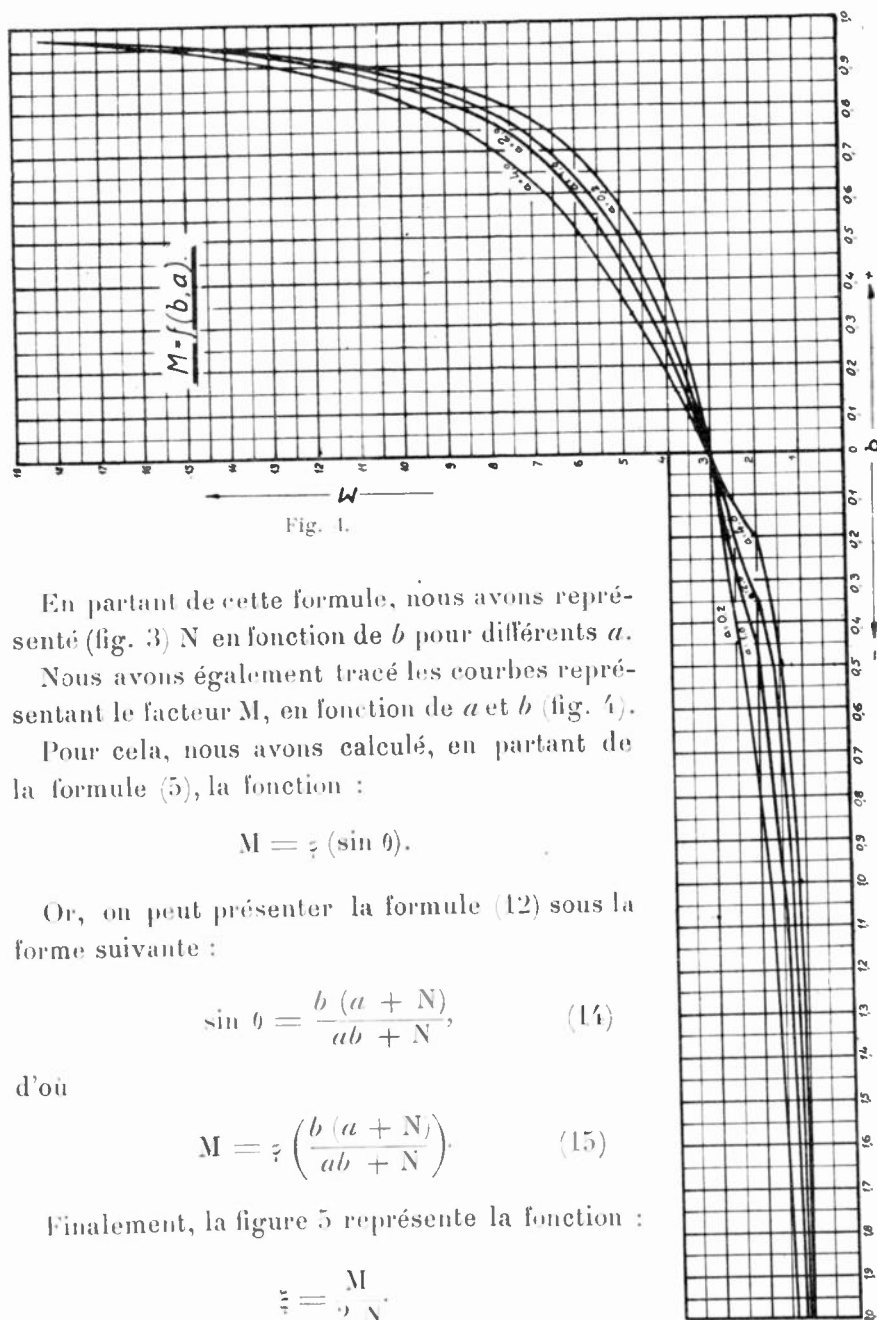


Fig. 4.

En partant de cette formule, nous avons représenté (fig. 3) N en fonction de b pour différents a .

Nous avons également tracé les courbes représentant le facteur M , en fonction de a et b (fig. 4).

Pour cela, nous avons calculé, en partant de la formule (5), la fonction :

$$M = \frac{1}{2} (\sin \theta).$$

Or, on peut présenter la formule (12) sous la forme suivante :

$$\sin \theta = \frac{b (a + N)}{ab + N}, \quad (14)$$

d'où

$$M = \frac{1}{2} \left(\frac{b (a + N)}{ab + N} \right). \quad (15)$$

Finalement, la figure 5 représente la fonction :

$$\frac{1}{2} = \frac{M}{N}.$$

Toutes ces formules sont valables pour les valeurs de θ comprises

entre $+90^\circ$ et -90° . Pour cette dernière valeur on a le fonctionnement suivant la classe A. Il correspond à un facteur b qu'on trouve facilement par la formule (12) en remplaçant N par le chiffre 2 déduit de la formule (6).

Pour des valeurs de b plus grandes en valeurs absolues, le fonctionnement est évidemment toujours conforme à la classe A, mais les formules établies ne peuvent pas nous renseigner sur les valeurs de différents coefficients carac-

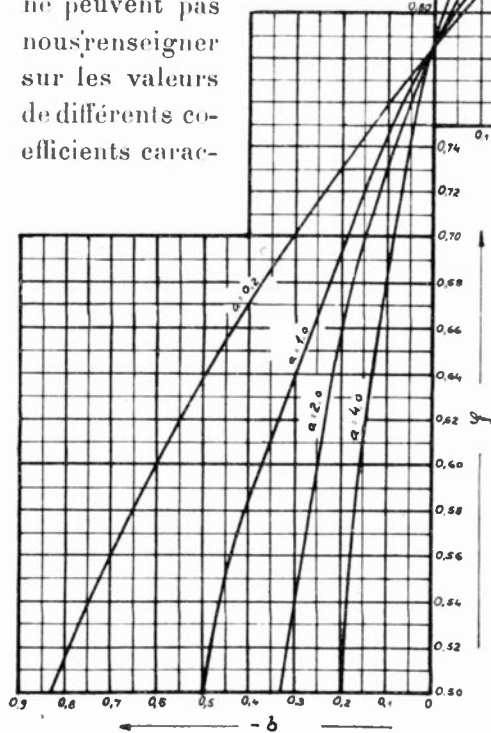
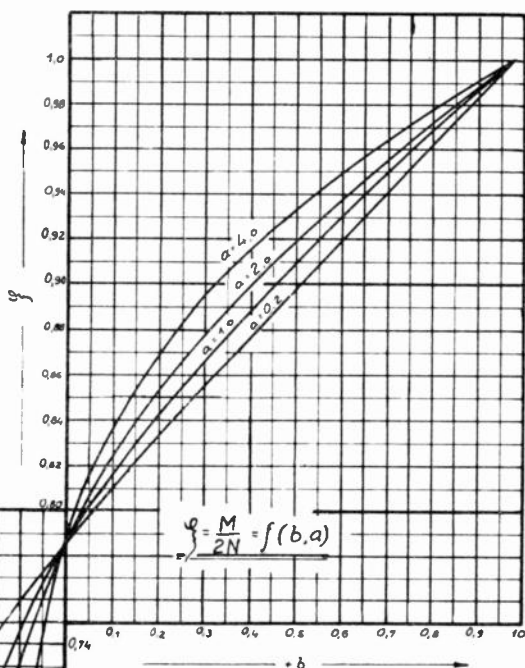


Fig. 5.



téristiques, étant donné que l'angle θ n'intervient plus.

Ces différents facteurs peuvent être déterminés dans ce cas particulier par la méthode simple suivante. La figure 6 montre les caractéristiques statique et dynamique d'une triode fonctionnant suivant la classe A.

Le courant permanent β_0 est donné par :

$$\beta_0 = \frac{v - v - ku}{\varphi}$$

L'amplitude du courant oscillant est :

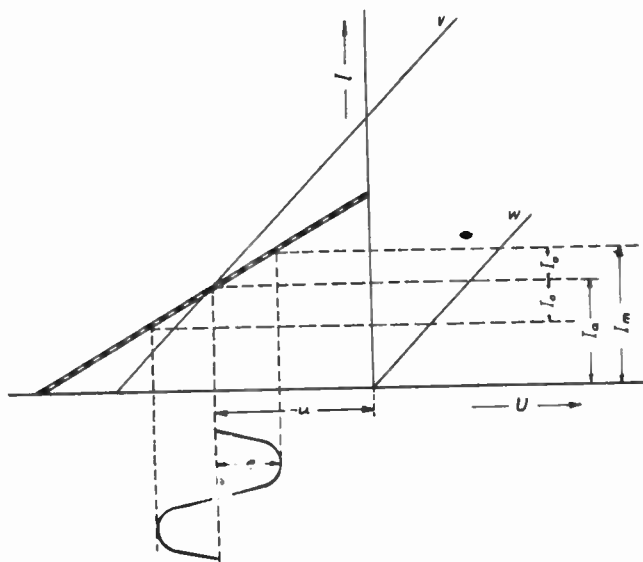


Fig. 6.

$$I_n = \frac{ke}{\varphi + Z_n}$$

Le courant instantané maximum est :

$$I_m = I_n + I_a$$

On a les coefficients M et N en écrivant :

$$M = \frac{I_n + I_a}{I_a}$$

$$N = \frac{I_n + I_a}{I_n}$$

Tous calculs faits, on a :

$$M = 1 - \frac{1}{(a + 1)b} \quad (16)$$

et

$$N = 1 - b(a + 1). \quad (17)$$

III. — PRÉDÉTERMINATION DES AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE.

Causes de limitation de la puissance utile. — On sait quelles sont les nombreuses causes de limitation de puissance utile pour une triode fonctionnant en amplificatrice de puissance de haute fréquence.

En premier lieu, c'est la puissance dissipée en chaleur sur l'anode.

La valeur de la dissipation maximum est fixée par le constructeur de la triode et ne doit pas être dépassée.

D'autre part, le courant instantané maximum i_m ne peut pas dépasser la valeur du courant de saturation i_s . Nous pouvons donc

poser :

$$i_m = \alpha i_s,$$

où

$$\alpha < 1. \quad (18)$$

Ce courant instantané i_m est atteint pour une tension anodique $V = v - E$ qui doit nécessairement être positive. On peut donc écrire :

$$E = \beta v,$$

où

$$\beta < 1. \quad (19)$$

Dans le cas, où la tension instantanée de grille peut atteindre des valeurs positives, son amplitude est également limitée. En effet, il faut tenir compte du fait que, pour le circuit oscillant d'anode présentant une impédance réelle, la tension alternative anodique est en opposition de phase avec celle de grille et que par conséquent, à l'instant où la tension anodique V est égale à $v - E$, celle de grille est maximum.

Si l'on veut conserver à la partie supérieure de la courbe du courant anodique sa forme sinusoïdale, la tension positive instantanée de grille U doit rester inférieure à celle de l'anode V .

On peut poser :

$$U = \gamma V, \quad (20)$$

où

$$\gamma < 1.$$

Cas général. — La puissance utile d'un amplificateur de puis-

sance de haute fréquence débitant sur un circuit oscillant, d'une impédance réelle Z_o est, d'une façon générale, donnée par :

$$P_u = \frac{Z_o \mathcal{I}_o^2}{2}. \quad (21)$$

La puissance fournie par la source de tension anodique est évidemment :

$$P_a = e \mathcal{I}_a, \quad (22)$$

d'où l'expression du rendement :

$$\eta = \frac{Z_o \mathcal{I}_o^2}{2} \frac{1}{e \mathcal{I}_a},$$

qu'on peut présenter sous la forme suivante :

$$\eta = \frac{E}{2} \frac{1}{e}, \quad (23)$$

où $E = Z_o \mathcal{I}_o$

et $\frac{E}{2} = \frac{M}{2N}$

On trouve facilement la valeur de la puissance utile en remplaçant dans la formule (21) le facteur $\mathcal{I}_o$ par son expression donnée par (9).

On a donc :

$$P_u = \frac{k^2 e^2}{2\hat{e}} (1 - b^2) \frac{a}{(a + N)^2}. \quad (24)$$

Cette formule est, évidemment, valable seulement dans les limites indiquées plus haut :

$$\begin{aligned} \alpha &< 1, \\ \beta &< 1, \\ \gamma &< 1. \end{aligned}$$

On voit que, pour une excitation de grille constante, la puissance utile est une fonction de l'impédance de charge. Elle passe par un maximum pour :

$$a = N. \quad (25)$$

La puissance utile maximum est donc :

$$P_{um} = \frac{k^2 e^2}{8\hat{e}N} (1 - b)^2. \quad (26)$$

Limitation de l'amplitude de la tension de grille. — Nous avons vu que, dans ce cas, la tension instantanée maximum de grille peut être donnée par :

$$U = \gamma V, \quad (20)$$

où V est la tension anodique instantanée correspondante, égale à $v - Z_a i_a$.

On a donc :

$$U = \gamma (v - Z_a i_a). \quad (27)$$

En combinant ces relations avec l'équation de la caractéristique statique de la triode, et en posant :

$$(1 + \gamma k) = T, \quad (28)$$

on a

$$i_a = \frac{vT - w}{\rho (N + aT)}. \quad (29)$$

La tension anodique de haute fréquence est donc :

$$E = \frac{a (vT - w)}{(N + aT)}, \quad (30)$$

d'où l'expression pour la puissance utile :

$$P_u = \frac{a (vT - w)^2}{2\rho (N + aT)^2}. \quad (31)$$

On peut présenter la formule (31) sous la forme suivante :

$$P_u = \frac{\left(v - \frac{w}{T}\right)^2 T}{2N\rho} \frac{\rho}{(1 + \rho)^2}, \quad (32)$$

où

$$\rho = \frac{aT}{N}. \quad (33)$$

La puissance utile est donc une fonction du facteur ρ ; elle passe par un maximum (si le régime de fonctionnement déterminé par N reste invariable) pour $\rho = 1$

d'où la condition de charge pour l'obtention de ce régime

$$Z_a = \frac{N\rho}{T} \quad (34)$$

La valeur de l'impédance optimum est évidemment différente de celle trouvée précédemment sans faire intervenir les conditions de limitation de la tension de grille.

La formule (32) est générale et peut s'appliquer à tous les régimes de fonctionnement pouvant être obtenus avec des tensions instantanées de grille atteignant ou dépassant le zéro.

Dans le cas particulier de fonctionnement sans production de courant de grille, $\gamma = 0$ et la formule (34) devient :

$$Z_o = N\hat{z}.$$

On retrouve donc la formule (25).

De même, on peut, en partant de la formule (34) retrouver la condition de Brown pour le maximum de puissance d'un amplificateur de la classe A ($\theta = -90^\circ$).

Pour ce régime $N = 2$, on a donc : $Z_o = 2\hat{z}$.

Pour les régimes de fonctionnement, correspondant aux tensions instantanées maxima $U < U$, la condition donnée par la formule (20) n'est plus valable physiquement. On utilisera donc pour l'étude de ces régimes la formule générale (24).

Pratiquement, quelle qu'elle soit la classe de fonctionnement employée (A, B ou C), la tension instantanée de grille atteint, et souvent dépasse le zéro.

Nous allons donc étudier en détails, le fonctionnement des amplificateurs en partant de la formule (32).

Étude de fonctionnement en fonction de l'impédance de charge. —

En remplaçant dans la formule (32) le facteur p par 1 on trouve l'expression de la puissance utile maximum :

$$P_{um} = \frac{\left(v - \frac{w}{T}\right)^2 T}{8N\hat{z}}. \quad (35)$$

Nous pouvons donc présenter la formule (32) sous la forme suivante :

$$P_u = P_{um} \frac{4p}{(1+p)^2}. \quad (36)$$

Le rendement de l'amplificateur peut être facilement déterminé en partant de la formule générale (23) dans laquelle il suffit de

remplacer le facteur E par son expression, qui est donnée par la formule (30).

On a donc :

$$\tau_i = \frac{\xi}{2} \frac{v - \frac{\omega}{T}}{v} \frac{\rho}{1 + \rho}. \quad (37)$$

Le rendement τ_m correspondant au fonctionnement à maximum de puissance, c'est-à-dire avec $\rho = 1$ sera dans ces conditions :

$$\tau_m = \frac{\xi}{2} \frac{v - \frac{\omega}{T}}{v}. \quad (38)$$

Il sera donc au maximum égal à $\frac{\xi}{2}$.

Comme le facteur ξ tend vers l'unité ($\xi \rightarrow 1$ pour $\theta \rightarrow 90^\circ$ et par conséquent $P_a \rightarrow 0$),

$$\tau_m < 0,5.$$

Le régime de fonctionnement à maximum de puissance n'est utilisé qu'exceptionnellement, étant donné le faible rendement auquel il conduit.

La puissance absorbée dans le circuit anodique peut se déduire de la puissance utile en posant :

$$P_a = \frac{P_u}{\tau_i},$$

d'où

$$P_a = \frac{v \left(v - \frac{\omega}{T} \right) T}{M \xi} \frac{1}{1 + \rho}. \quad (39)$$

La puissance dissipée en chaleur sur l'anode peut être déterminée en écrivant :

$$P_d = P_a - P_u.$$

Le courant instantané maximum i_m est également une fonction de la valeur de l'impédance de charge. On peut trouver son expression en partant de la formule (29) et en écrivant $i_m = N i_u$, d'où :

$$\mathcal{I}_m = \frac{vT - w}{\varepsilon} \frac{1}{1 + p}. \quad (40)$$

Le coefficient d'amplification en volts de l'amplificateur peut être trouvé en partant de la formule (9)

$$k' = \frac{E}{e} = k (1 - b) \frac{a}{a + N}.$$

D'autre part, la tension alternative anodique E est donnée par la formule (30), que l'on peut présenter sous la forme suivante :

$$E = \left(v - \frac{w}{1} \right) \frac{\rho}{1 + p}.$$

La tension d'excitation de grille e est déterminée en écrivant :

$$e = \frac{E}{k'}.$$

Finalement, la tension de polarisation peut être trouvée en partant de la formule (3).

Choix des constantes α , β et γ . — En examinant la formule (31), on voit qu'il est avantageux, au point de vue de la puissance utile, d'adopter un γ se rapprochant autant que possible de sa valeur maximum, c'est-à-dire de l'unité.

Cet avantage devient, cependant, faible pour des valeurs de γ telles que $p \gg 1$.

D'autre part, le choix d'un facteur γ trop élevé peut provoquer l'accroissement exagéré du courant de grille, la déformation de la courbe du courant instantané d'anode et, par conséquent, l'incursion de la caractéristique dynamique.

Ces effets sont d'autant plus prononcés que le courant instantané maximum $\mathcal{I}_m$ s'approche de la valeur du courant de saturation $\mathcal{I}_s$.

D'une façon générale, on admet 0,8 à 0,9 comme limite supérieure pour γ .

Pour des faibles valeurs de γ (qui correspondent à l'égalité de la puissance utile, aux faibles facteurs p) le courant instantané maximum $\mathcal{I}_m$ augmente, ce qui limite le minimum de γ à une valeur telle que le courant instantané anodique ne dépasse pas la valeur de 0,6 à 0,8 du courant de saturation.

Il est parfois avantageux de se rapprocher de cette valeur minimum de γ . Il ne faut pas, cependant, perdre de vue que la diminution de γ provoque un abaissement du rendement, comme il résulte de la formule (37).

On adoptera donc des valeurs faibles de γ seulement dans les cas où l'on recherche spécialement un fonctionnement à faible courant de grille, en plaçant le rendement de l'amplificateur au second plan.

C'est, par exemple, le cas des étages intermédiaires d'un émetteur radiotéléphonique fonctionnant suivant la classe B.

Par contre, dans les étages terminaux des émetteurs, on peut adopter les valeurs maxima indiquées de γ .

Le facteur β est déterminé par le choix des facteurs α et γ . En effet, en partant de la formule (30), on a :

$$\beta \cong \frac{P}{1 + P}.$$

Abaque pour le calcul des amplificateurs de la classe C. — Les différentes formules établies plus haut permettent déjà de déterminer les conditions de fonctionnement d'un amplificateur. Nous avons, cependant, préféré établir un abaque permettant d'abréger les calculs et d'éviter les tâtonnements.

A cet effet, nous avons profité du fait que, dans la presque totalité des cas pratiques, on peut négliger le facteur $\frac{w}{\gamma}$ devant v^4 .

Nous avons adopté comme unité de puissance, la valeur de la puissance maximum de la triode considérée en régime B.

$$P_{\text{maxB}} \cong \frac{v^2 T}{16\beta}. \quad (41)$$

1. Même au cas où cette condition n'est pas réalisée, la partie de l'abaque concernant la puissance utile et le courant instantané maximum reste valable, dans ce cas :

$$P_{\text{maxB}} = \frac{\left(v - \frac{w}{T}\right)^2 T}{16\beta} \quad \text{et} \quad J_{\text{max}} = \frac{vT - w}{2\beta}.$$

Les courbes relatives à la puissance absorbée et au rendement, peuvent également être employées, à la condition de multiplier le rendement par $\frac{v - \frac{w}{T}}{v}$ et de diviser la puissance absorbée par le même facteur.

Dans ces conditions, la puissance utile d'un amplificateur de la classe C peut s'exprimer par :

$$P_u \cong P_{umB} \times \frac{2}{N} \times \frac{4\rho}{(1+\rho)^2} \quad (42)$$

La puissance absorbée sera :

$$P_a \cong P_{umB} \times \frac{16}{M} \times \frac{1}{1+\rho} \quad (43)$$

et la puissance dissipée sur l'anode :

$$P_d \cong P_{umB} \left(\frac{16}{M} \times \frac{1}{1+\rho} - \frac{8\rho}{N(1+\rho)^2} \right) \quad (44)$$

Appelons i_{mm} le courant instantané maximum correspondant au fonctionnement d'un amplificateur avec $\rho = 1$. Le courant instantané maximum d'un amplificateur de la classe C peut être donné par :

$$i_m = i_{mm} \frac{2}{1+\rho} \quad (45)$$

Le rendement sera donné par (37) :

$$\eta \cong \xi \frac{\rho}{1+\rho} \quad (46)$$

La figure 7 représente P_u , P_d et i_m (en valeurs relatives, en prenant P_{umB} comme unité de puissance et i_{mm} comme unité du courant) en fonction de ρ pour quatre valeurs différentes de ξ . La même figure représente η en valeurs absolues.

Établissement d'un avant-projet d'amplificateur de la classe C.

— Envisageons, à titre d'exemple, les trois cas suivants :

- 1) La puissance utile est imposée.
- 2) On voudrait tirer d'une triode le maximum de puissance compatible avec sa dissipation anodique.
- 3) On voudrait utiliser une source anodique de puissance donnée.

L'abaque de la figure 7 permet de déterminer pour chacun de ces cas les meilleures conditions de fonctionnement.

Dans le premier cas considéré, par exemple, on tracera une ligne

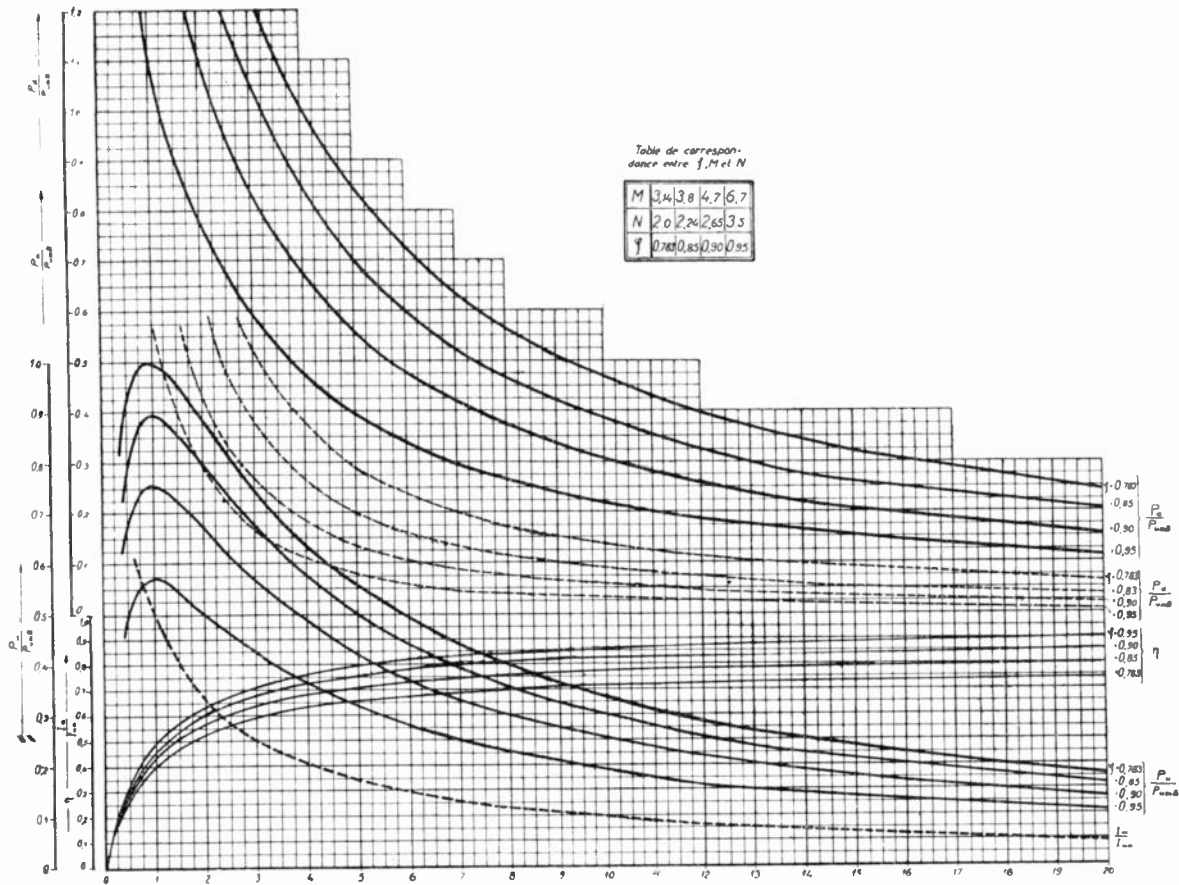


Fig. 1.

(Cet abaque, réduit ici au tiers, peut être fourni par l'édition dans ses dimensions originales.)

horizontale correspondant à la puissance utile que l'on désire obtenir. L'intersection de cette ligne avec les courbes de puissance utile pour différents ξ donne plusieurs points de fonctionnement possibles, définis par les facteurs ρ et N , d'où les valeurs de P_u , P_d , I_m et η .

On choisira, de préférence, un point de fonctionnement correspondant au rendement le plus élevé possible, en vérifiant, d'une part, que la dissipation ne dépasse pas les valeurs permises, et d'autre part, que le courant I_m est inférieur à 0,7 ou à 0,8 du courant de saturation.

Les deux autres cas cités peuvent s'étudier par la même méthode. On tracera une droite correspondant à la puissance dissipée maximum (ou à la puissance disponible, dans le troisième cas) d'où, en passant par les coefficients ρ et N déterminés de cette façon, on aura les valeurs de P_u , η , etc.

On choisira le point de fonctionnement en cherchant à satisfaire aux conditions particulières à chaque cas. Le point de fonctionnement choisi sera déterminé par les coefficients ρ et N . On peut en tirer le facteur α en écrivant :

$$\alpha = \frac{\rho N}{1 + \frac{1}{k}}$$

On déterminera ensuite les tensions et les courants dans les différents circuits de l'amplificateur en se servant des formules établies plus haut.

IV. — ÉTUDE DES AMPLIFICATEURS POUR LES COURANTS MODULÉS.

Choix du régime de fonctionnement. — L'amplification de l'énergie de haute fréquence modulée pose la question des amplificateurs sans distorsion. Le fonctionnement de ces derniers employés en H.F., diffère sous plusieurs rapports de celui des amplificateurs pour fréquences musicales.

En effet, l'emploi des circuits antirésonnants comme résistances de charge permet de négliger, dans le cas de la H.F., les tensions et les puissances des différents harmoniques qui peuvent être créés par certains régimes de fonctionnement. La seule caractéristique

importante, au point de vue de la distorsion, d'un tel amplificateur est une relation linéaire entre la tension H.F. créée aux bornes du circuit de charge par le terme fondamental du courant anodique, et la tension alternative appliquée sur la grille.

Cette relation linéaire est obtenue par le fonctionnement en classe B, plus avantageusement qu'en classe A.

En effet, la tension anodique H.F. est liée à celle de grille par la relation suivante :

$$E = \frac{kea(1 - b)}{a + N}, \quad (47)$$

où le facteur N est une fonction de la tension e pour a constant.

Comme pour la classe B, $b = 0$ et $N = 2$, on a une relation linéaire entre E et e :

$$E = \frac{ka}{2 + a} e. \quad (48)$$

Nous avons vu, d'autre part, que le rendement d'un amplificateur peut s'exprimer par :

$$\eta = \frac{2}{\pi} \frac{E}{V},$$

or, en classe A, $\frac{2}{\pi} \leq 0,5$,

et en classe B, $\frac{2}{\pi} = 0,78$.

En adoptant pour les deux régimes considérés le même rapport $\frac{E}{V}$, on a :

$$\frac{\text{rendement d'un amplificateur de classe B}}{\text{rendement d'un amplificateur de classe A}} \geq 1,5'.$$

Étude de fonctionnement en fonction de l'excitation. — Une tension de haute fréquence appliquée sur la grille d'un amplificateur de classe B étant de la forme :

$$e = e_{op} \sin \Omega t (1 + K \sin \omega t).$$

1. On peut facilement montrer que, dans le cas d'une tension de haute fréquence modulée à 100 %, ce rapport dépasse 3 pour le régime de l'onde porteuse.

l'amplitude maximum (correspondant à la crête de modulation) sera :

$$e_{op}(1 + K).$$

Cette tension instantanée correspondra, dans un amplificateur convenablement dimensionné, à la plus forte puissance qu'il peut fournir sous le régime considéré.

La puissance utile d'un amplificateur de classe B peut s'exprimer en fonction de e par :

$$P_u = \frac{k^2 e^2}{2\rho} \frac{a}{(a + 2)^2}. \quad (49)$$

D'autre part, si l'on tient compte de la limitation de la tension instantanée de grille, la puissance utile est donnée par :

$$P_u = \frac{\left(v - \frac{w}{T}\right)^2 T}{16\rho} \frac{4\rho}{(1 + \rho)^2}, \quad (32)$$

d'où, en égalant (49) à (32) et en posant, pour la crête de modulation, $e = e_{cr}$,

$$e_{cr} = \frac{\left(v - \frac{w}{T}\right) T}{2k} \frac{a + 2}{\rho + 1}. \quad (50)$$

En régime de modulation, la tension de grille variera entre e_{cr} et

$$e_{cr} \frac{1 - K}{1 + K}.$$

La puissance absorbée peut être exprimée par : $P_a = vJ_a$.

Or comme $J_a = \frac{N}{M} J_o$

et $J_o = \frac{ke}{\rho} \frac{1}{2 + a},$

on a : $J_a = \frac{ke}{\rho} \frac{2}{\pi(2 + a)}, \quad (51)$

et la puissance appliquée :

$$P_a = \frac{ke}{\rho} \frac{2v}{\pi(2 + a)}. \quad (52)$$

Le rendement est également une fonction linéaire de e . En effet,

$$\eta = 0,78 \frac{ke}{v} \frac{a}{a + 2}. \quad (53)$$

Régime d'onde porteuse. — La puissance utile correspondant à l'onde porteuse est par définition :

$$P_{\text{op}} = \frac{P_{\text{ut}}}{(1 + K)^2},$$

ou, en supposant que la puissance utile en crête de modulation corresponde à la puissance maximum possible à extraire de l'amplificateur sous le régime donné :

$$P_{\text{op}} = \frac{\left(v - \frac{av}{T}\right)^2 T p}{4z(1 + \rho)^2(1 + K)^2}. \quad (54)$$

Pour la crête, le rendement peut s'exprimer par :

$$\eta_{\text{cr}} = 0,78 \frac{p}{1 + \rho} \frac{v - \frac{av}{T}}{v},$$

d'où son expression pour l'onde porteuse :

$$\eta_{\text{op}} = 0,78 \frac{p}{1 + \rho} \frac{1}{1 + K} \frac{v - \frac{av}{T}}{v}. \quad (55)$$

La puissance absorbée est évidemment égale à $\frac{P_{\text{op}}}{\eta_{\text{op}}}$;

$$P_{\text{a op}} = \frac{v^2 T - av}{4z} \frac{1}{0,78(1 + \rho)(1 + K)}. \quad (56)$$

La puissance dissipée en chaleur sur l'anode est égale à

$$P_{\text{d op}} = P_{\text{a op}} - P_{\text{op}}.$$

Régime de modulation. — Considérons maintenant un amplificateur de la classe B en régime de modulation.

Dans le cas où la tension de modulation est sinusoïdale, la tension HF appliquée aux grilles est de la forme suivante :

$$e = e_{\text{op}} \sin \Omega t (1 + K \sin \omega t).$$

Comme l'amplificateur est linéaire, la tension alternative de l'anode E sera de la même forme et peut s'exprimer par :

$$E = E_{op} \sin \Omega t (1 + K \sin \omega t).$$

La puissance utile HF, qui est pour l'onde porteuse égale à $\frac{E_{op}^2}{2Z_o}$, passe, en régime de modulation, à :

$$\frac{E_{op}^2 (1 + K^2/2)}{2Z_o}.$$

La puissance absorbée, par contre, ne varie pas en fonction de la modulation; elle est, en effet, proportionnelle à e , dont la valeur moyenne pour un cycle de modulation sinusoïdale reste constante.

La puissance dissipée sur l'anode $P_{anp} = P_{aop} - P_{uop}$ diminue donc en régime de modulation.

Toutes ces considérations restant valables également dans le cas d'une modulation complexe, il s'ensuit qu'un amplificateur de H.F. de la classe B doit être dimensionné au point de vue de l'échauffement de l'anode pour le régime de l'onde porteuse.

Abaque pour le calcul des amplificateurs de la classe B. — Il est possible, maintenant, en utilisant les formules établies plus haut, de constituer un abaque pour le calcul rapide des amplificateurs de la classe B destinés à l'amplification des courants de haute fréquence modulés.

Nous avons tracé à cet effet, les familles de courbes de P_{uop} , P_{aop} , P_{anp} et η_{op} en fonction de p pour différentes valeurs de K (voir fig. 8).

Comme précédemment, nous avons adopté, comme unité de puissance, la puissance utile maximum :

$$P_{umb} \cong \frac{v^2 T}{16\tau}.$$

La courbe du courant instantané I_m est également tracée en valeurs relatives, en admettant comme unité la valeur de I_m correspondant à $p = 1$:

$$I_{mm} \cong \frac{vT}{2\tau}.$$

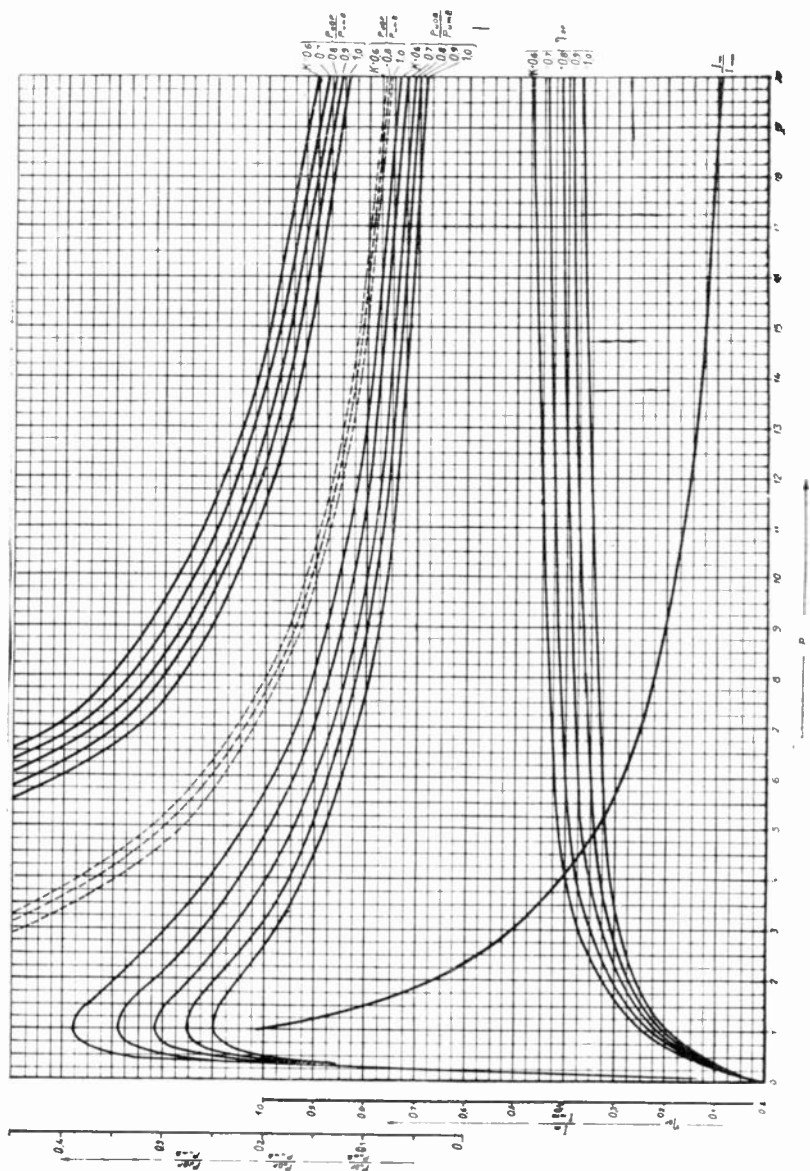


Fig. 8.

(Cet abaque, réduit ici au tiers, peut être fourni par l'éditeur dans ses dimensions originales.)

Finalement, le même graphique porte les courbes $\tau_{op} = f(p, K)$, tracées en valeurs absolues.

Établissement d'un avant-projet d'amplificateur de la classe B. — On commencera par le choix de la constante γ ; nous avons déjà exposé les considérations qui peuvent guider dans ce choix.

Supposons maintenant, à titre d'exemple, que nous ayons à établir un avant-projet d'un amplificateur de la classe B devant fournir une puissance utile P_{uop} avec un taux de modulation K . Nous commencerons par calculer la P_{amb} de la triode considérée, d'après la formule (41). En se rapportant à l'abaque représenté par la figure 8, nous pouvons tirer p ; d'où nous avons l'impédance de charge par la formule (33).

Le même abaque nous donne les valeurs de P_{uop} , P_{amb} , I_m et τ_{op} .

On peut donc vérifier si la puissance dissipée sur l'anode et le courant instantané maximum ne dépassent pas les valeurs permises.

Les formules établies donneront ensuite la tension anodique H.F., celle de grille, le courant oscillant, etc...¹.

Nous serons donc en possession de toutes les données nécessaires à l'établissement d'un amplificateur.

Le même abaque de la figure 8 permet de trouver les meilleures conditions de fonctionnement dans d'autres cas.

On peut, par exemple, voir quelle est la puissance maximum qu'on peut tirer d'une triode.

Cette puissance est limitée soit par la dissipation, soit par le courant instantané à ne pas dépasser. On trouve sur l'abaque le p correspondant, d'où P_{uop} , τ_{op} , etc.

Une grande quantité des problèmes concernant l'amplification des courants de haute fréquence modulés, peut ainsi être résolue très rapidement.

1. On sait qu'on peut compenser partiellement la courbure inférieure de la caractéristique dynamique d'un amplificateur de la classe B (courbure qui provient de celle des caractéristiques statiques) en choisissant une tension de polarisation telle, que le courant anodique soit égal, en l'absence d'excitation de la grille, à une fraction (généralement 0.1 à 0.15) du courant absorbé en régime de l'onde porteuse. Cette règle peut conduire dans certains cas à une tension de polarisation différente de la valeur théorique $\left(\frac{r - w}{k}\right)$.

Il est donc prudent de réduire de quelques pour cent le rendement indiqué par l'abaque de la figure 8 et d'augmenter dans la même proportion la puissance absorbée.

Exemple numérique. — A titre d'exemple, nous allons maintenant déterminer les conditions de fonctionnement d'une triode de grande puissance Philips T. A. 20/250 fonctionnant en amplificatrice de la classe B et devant fournir dans son circuit oscillant une puissance de 65 kW, avec possibilité de modulation de 100 %.

Les caractéristiques de cette triode indiquées par le constructeur sont :

$$\begin{aligned} I_s &= 100 \text{ A,} \\ P_d &= 130 \text{ kW,} \\ v &= 20.000 \text{ V.} \end{aligned}$$

D'autre part, en remplaçant le réseau des caractéristiques statiques par un réseau de caractéristiques droites nous trouvons :

$$\begin{aligned} k &= 45, \\ \varphi &= 1.170 \omega. \end{aligned}$$

La triode devant fonctionner dans le dernier étage d'un émetteur, nous adopterons : $\gamma = 0,9$,

d'où $T = (1 + \gamma k) = 41,5.$

La puissance utile maximum est :

$$P_{\text{utilB}} = \frac{v^2 T}{16\rho} = 885 \text{ kW,}$$

d'où :

$$\frac{P_{\text{aop}}}{P_{\text{utilB}}} = \frac{65}{885} = 0,0735.$$

Le facteur p correspondant est donné par l'abaque de la figure 8

$$p = 11,75$$

d'où nous avons immédiatement les valeurs de γ_{op} , P_{aop} et P_{dop} :

$$\begin{aligned} \gamma_{\text{op}} &= 0,36, \\ P_{\text{aop}} &= 180 \text{ kW,} \\ P_{\text{dop}} &= 115 \text{ kW.} \end{aligned}$$

On voit donc que la puissance dissipée est très inférieure à sa limite imposée par le constructeur. Nous pouvons maintenant véri-

fier si le courant instantané n'a pas atteint une valeur exagérée.

Pour $p = 11,75$, on a sur l'abaque :

$$\frac{I_{m1}}{I_{p111}} = 0,17.$$

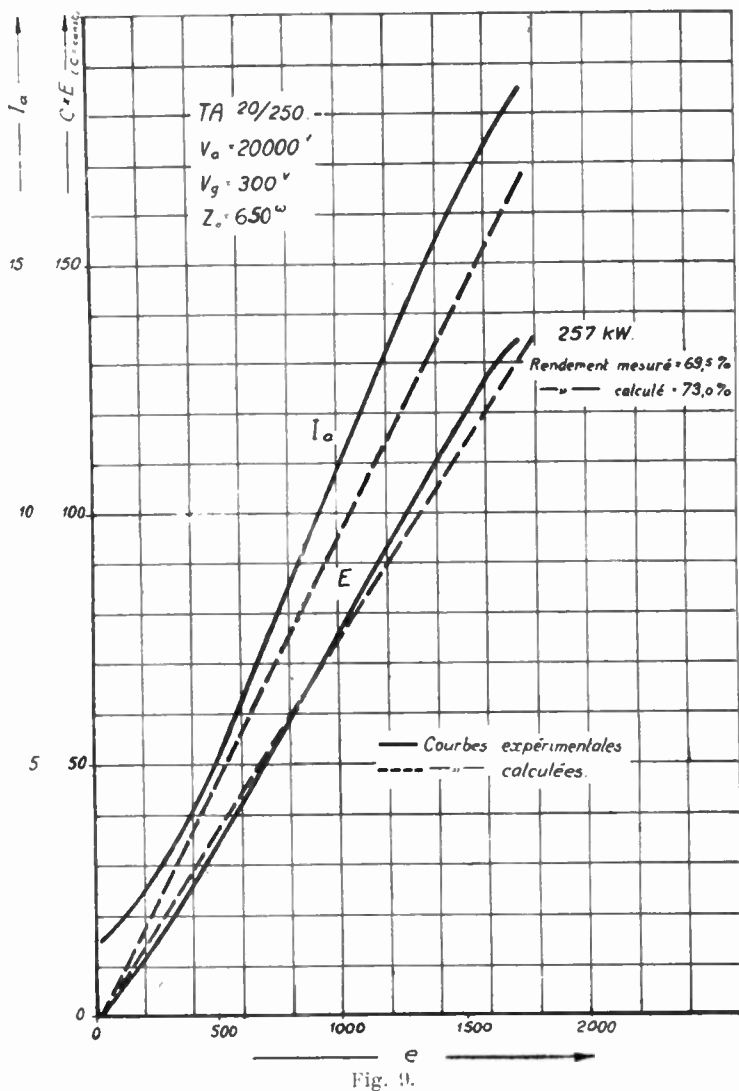


Fig. 9.

Or,

$$I_{m1} = \frac{vT}{2\varphi} = 355 \text{ amp.},$$

d'où

$$I_{p1} = 60,5 \text{ amp.}$$

Le courant de saturation étant de 100 ampères, la triode examinée est très largement suffisante.

On déterminera l'impédance du circuit oscillant anodique en partant de la formule (33) :

$$Z_a = \frac{2\mu^2}{1} = 660 \omega.$$

La tension d'excitation de grille pour la crête de modulation est donnée par la formule (50) :

$$e_{cr} \cong \frac{vT}{2h} \frac{a}{p} + \frac{2}{1} = 1.850 \text{ v.}$$

La tension de polarisation de grille est déterminée suivant la règle pratique que nous avons mentionnée plus haut :

$$u = 250 \text{ à } 300 \text{ v.}$$

Nous pouvons maintenant comparer les résultats de nos calculs avec les résultats des essais qui nous ont été obligeamment communiqués par la Société anonyme Philips.

La figure 9 montre les caractéristiques $E = f(e)$ et $i_a = f(e)$ relevées expérimentalement, ainsi que les mêmes caractéristiques tracées en partant des formules établies.

On voit que la concordance des résultats est très satisfaisante pour la tension alternative d'anode E ; elle est moins bonne pour le courant absorbé et le rendement. L'approximation obtenue est cependant suffisante pour les besoins de la pratique.

L. RUBIN.



CONTRIBUTION EXPÉRIMENTALE A L'ÉTUDE DE LA PROPAGATION DES ONDES COURTES

par J. MAIRE

Ingénieur E. S. E., Chef du Centre de réception de Villecrozes.

SOMMAIRE.

Dans cet article, qui fait suite à celui qu'il a déjà publié dans *l'Onde Électrique* de janvier 1933, l'auteur examine :

1. l'utilisation des différentes gammes de longueurs d'onde au cours de l'année 1932 sur quelques radiocommunications transcontinentales caractéristiques ;
2. quelques faits particuliers d'expérience qui semblent dus à l'influence des variations de l'activité solaire au cours de son cycle undécennal ;
3. quelques observations sur le phénomène d'écho.

I. — CONDITIONS GÉNÉRALES DE PROPAGATION EN 1932.

Limitons-nous d'abord aux observations rassemblées au cours de l'année 1932 et examinons nos statistiques relatives à la réception à Paris de quelques émetteurs à ondes courtes caractéristiques.

Radiocommunication New-York-Paris (Graphique n° 1).

1) Ondes de 22 mètres.

La possibilité d'utilisation des ondes de 22 mètres, dites « ondes de jour » commence, pendant toute l'année, un court instant avant le lever du soleil à New-York, c'est-à-dire au moment où le parcours supposé de l'onde (petit arc du grand cercle) devient entièrement diurne.

En quelques instants (15 à 30 minutes pour fixer un ordre de grandeur) l'intensité s'accroît d'une façon saisissante et la valeur d'utilisation, de nulle qu'elle était, devient excellente.

La proposition inverse n'est pas vraie.

En effet, cette onde reste utilisable au moment où le parcours n'est plus entièrement diurne, c'est-à-dire lorsque le soleil vient

de se coucher à Paris. Et elle reste utilisable pendant une période d'autant plus longue que le soleil s'est élevé davantage au-dessus de l'horizon au cours de la saison envisagée.

Ainsi dans la période d'hiver (novembre-décembre-janvier-

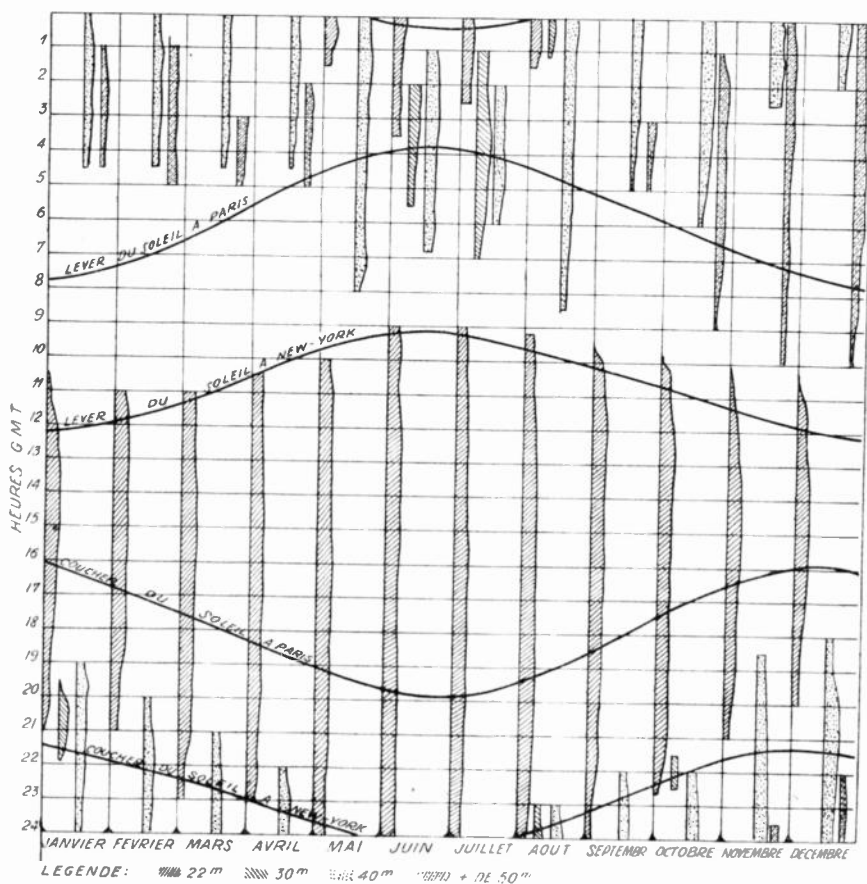


Fig. 1.

février) l'onde de 22 mètres s'évanouit environ deux heures après le coucher du soleil à Paris.

Dans les périodes intermédiaires (mars-avril et septembre-octobre) cet évanouissement n'a lieu qu'avec le coucher du soleil à New-York c'est-à-dire au moment où le parcours devient entièrement nocturne.

Dans la période d'été (mai-juin-juillet-août) cette disparition ne se produit que quatre heures environ après le coucher du soleil à New-

York. Cette onde de 22 mètres permettrait peut-être dans les mois de juin et juillet, de conserver un contact de vingt-quatre heures, qui ne serait précaire que pendant les heures comprises entre le lever du soleil à Paris et le lever du soleil à New-York.

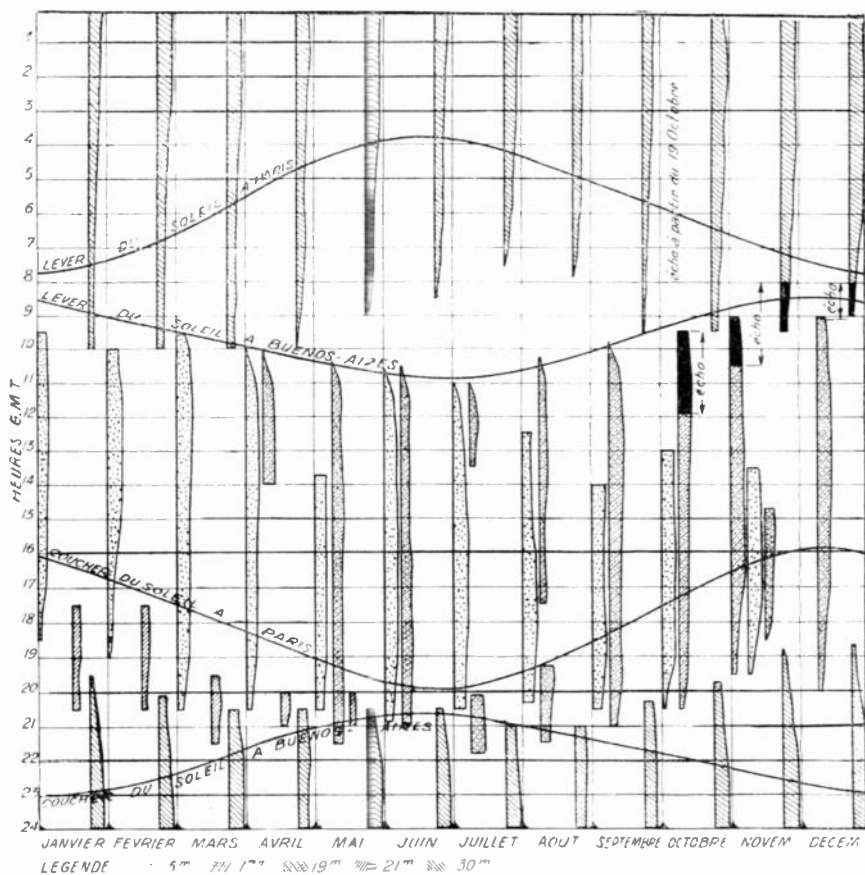


Fig. 2.

2) *Ondes de 33 mètres* : Ce sont des ondes intermédiaires pour ce parcours.

Elles sont bien reçues, en hiver, dans la période comprise entre les heures des couchers du soleil à Paris et à New-York, et, en été, dans la période de parcours entièrement nocturne.

Elles faiblissent alors au lever du soleil à Paris.

3) *Ondes de 40 à 45 mètres.*

L'ONDE ÉLECTRIQUE.

En hiver, elles peuvent être utilisées immédiatement après l'évanouissement des ondes de 22 mètres, sur un parcours qui n'est, par conséquent, pas encore entièrement nocturne, et sont utilisables jusqu'à 2 h. (temps moyen de Greenwich) environ.

En été, ce sont des ondes de nuit, dont l'intensité s'accroît au coucher du soleil à New-York. Leur intensité faiblit au contraire au lever du soleil à Paris, mais permet de conserver le contact pendant trois ou quatre heures après ce lever.

4) *Ondes de 55 à 70 mètres.*

En hiver, elles sont indispensables, actuellement, pour écouler le trafic dans la seconde partie de la nuit à Paris, et leur bonne utilisation persiste pendant deux ou trois heures après le lever du soleil à Paris.

Elles sont inutiles en été, et, à cause des décharges atmosphériques dont elles sont affectées, on les abandonne.

Leur intensité faiblit au lever du soleil à Paris.

Radiocommunication Buenos-Aires-Paris (Graphique n° 2). — Il convient de noter le changement de saison qui se produit sur ce parcours par suite du changement d'hémisphère.

Cette condition facilite probablement la communication et la rend plus régulière.

1) *Ondes de 14 à 17 mètres.*

Ce sont les ondes de jour.

Elles apparaissent un court instant avant le lever du soleil à Buenos-Aires, c'est-à-dire au moment où le parcours devient entièrement diurne.

Elles disparaissent avec un décalage saisonnier après le coucher du soleil à Paris.

2) *Ondes de 18 à 22 mètres.*

Ce sont les ondes intermédiaires de ce circuit.

Elles sont utiles en hiver, le soir, dans la période comprise entre les heures des couchers de soleil à Paris et à Buenos-Aires.

3) *Ondes de 28 à 33 mètres.*

Ce sont les ondes utilisées sur le parcours nocturne, entre les heures du coucher de soleil à Buenos-Aires et de son lever à Paris.

Bien qu'elles permettent d'assurer une bonne communication, tout au moins dans la première partie de la nuit, elles paraissent actuellement un peu courtes après minuit, et des ondes de 40 mètres conviendraient probablement mieux à ce moment.

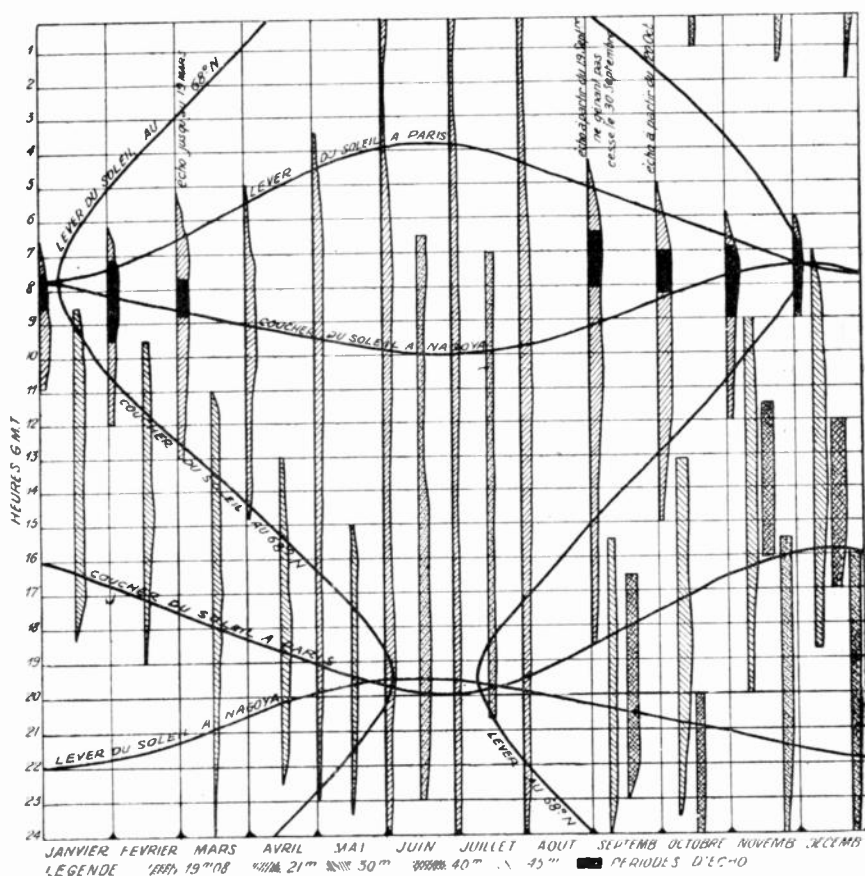


Fig. 3.

Radiocommunication Tòkio-Paris (Graphique n° 3). — Cette communication est plus difficile à réaliser que les précédentes pour deux raisons principales :

- 1) il existe une grande différence de longitude entre les deux correspondants ;
- 2) l'arc de grand cercle du parcours se rapproche dangereusement du pôle et coupe même le cercle polaire. Le point de cet

arc le plus rapproché du pôle est en effet situé environ par 68° de latitude Nord et 67° de longitude Est.

Aussi l'on conçoit que, sur un parcours dont l'illumination est très variable et en dehors des courtes périodes où ce parcours est entièrement diurne ou entièrement nocturne, les conditions de propagation soient elles aussi essentiellement variables.

D'autre part, les phénomènes magnétiques seront particulièrement sensibles.

1) *Ondes de 20 mètres.* — Ce sont les ondes de jour.

Elles apparaissent quelques courts instants avant que le trajet ne devienne entièrement diurne, c'est-à-dire, ici, avant le lever du soleil à Paris.

Elles ne disparaissent qu'avec un décalage sur le coucher du soleil à Tokio, et approximativement au moment où le soleil se couche au point du parcours le plus rapproché du pôle.

Dans la période d'été (juin-juillet-août), elles permettent même un contact de vingt-quatre heures, contact d'ailleurs souvent précaire entre les heures des levers du soleil à Tokio et à Paris (nuit à Paris).

2) *Ondes de 30 mètres.* — Ce sont des ondes intermédiaires, utilisables entre les heures des couchers du soleil au point le plus rapproché du pôle et à Paris.

3) *Ondes de 40 mètres.* — Ce sont les ondes de nuit, utilisables en hiver dans la période de parcours entièrement nocturne, avec affaiblissement au lever du soleil à Tokio, puis contact précaire pendant deux ou trois heures. Elles sont inutilisables en été (jour permanent au pôle).

Avec les longueurs d'onde actuellement en service, malgré les essais tentés sur des ondes comprises entre 15 et 44 mètres, on voit sur le graphique que le contact par ondes courtes est difficile à réaliser entre minuit et le lever du soleil à Paris.

Radiocommunication Shanghai-Paris. — Cette communication est tout à fait comparable à la précédente, avec cette seule différence qu'elle est déjà plus facilement réalisable et plus régulière, du fait sans doute que l'arc de parcours s'éloigne déjà sensiblement du pôle.

Le point qui en est le plus rapproché est en effet situé par 64° de latitude Nord et est extérieur au Cercle polaire.

Conclusion de cette première partie. — Pour éviter de fâcheuses redites, bornons-nous à souligner que l'examen de ces différents résultats pratiques confirme une fois de plus l'influence combinée de la distance, de l'illumination du parcours, de la direction de propagation (N. S. ou E. O.), etc...

II. — INFLUENCE POSSIBLE DES VARIATIONS DE L'ACTIVITÉ SOLAIRE.

Nous venons d'examiner les conditions générales de propagation au cours de l'année 1932. L'année 1931 offrait d'ailleurs une simili-

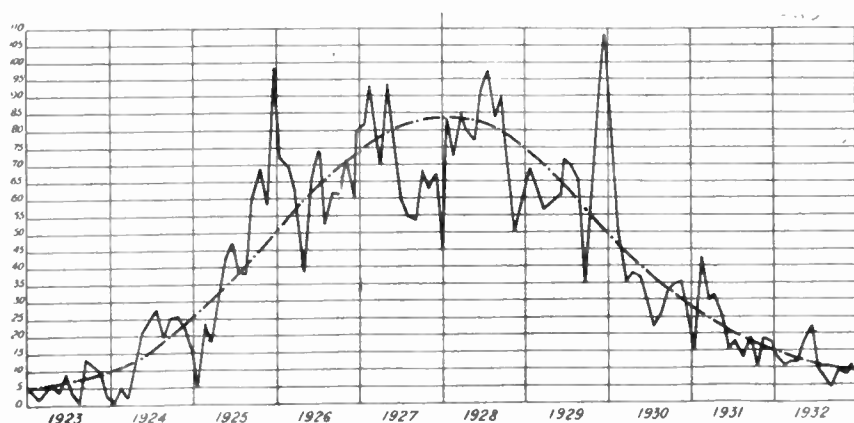


Fig. 1.

tude complète et cette périodicité saisonnière a permis de prévoir « a priori » les horaires d'utilisation des différentes ondes qu'il convenait d'adopter au cours de l'année 1933.

Mais, au lieu de comparer les observations de deux années successives, comparons celles de l'année 1928, par exemple, avec celles de l'année 1932. Nous retrouvons certes des analogies frappantes, mais des différences considérables apparaissent immédiatement à l'observateur quelque peu averti.

On a pensé pouvoir attribuer ces divergences à l'influence des variations de l'activité solaire au cours du cycle bien connu de onze années environ.

Il existe effectivement des coïncidences troublantes.

Traçons le graphique de l'activité solaire par la méthode habi-

tuelle, c'est-à-dire d'après les nombres de Wolf et Wolfer (donnés par les observatoires spécialisés) depuis l'année 1923, époque du dernier minimum (Graphique n° 4).

La courbe de cette activité affectera l'allure indiquée sur la figure : minimum en 1923; augmentation progressive avec maximum au voisinage de 1928; diminution en 1929 avec soubresaut

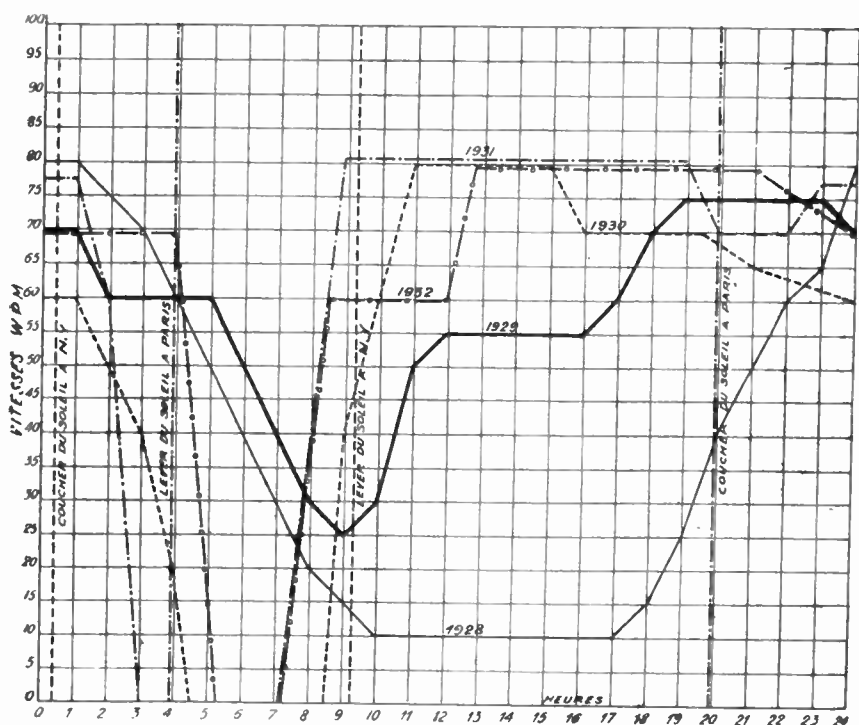


Fig. 5.

violent en fin d'année; puis diminution rapide jusqu'en 1932, année voisine du prochain minimum, actuellement prévu pour 1934.

Donc, depuis 1928, époque de nos premières observations suivies, l'activité solaire décroît; on peut même dire qu'elle est passée pratiquement d'un maximum à un minimum.

Quels sont les faits d'observations offrant une certaine continuité dans le temps qui peuvent être rapprochés de ce phénomène?

La liaison New-York-Paris, par la façon toute spéciale dont elle est suivie, offre, à ce point de vue, quelque intérêt :

1) Examinons, par exemple, le graphique de l'intensité journalière moyenne des ondes de 22 mètres *sur le parcours diurne* dans un mois d'été, en juillet, par exemple, et pour les années 1928-29-30-31-32 (Graphique n° 5).

Les ordonnées représentent les vitesses possibles exprimées en mots par minute, c'est-à-dire, en fait, l'intensité de réception du correspondant.

Nous obtenons ainsi une série de courbes, qui montre que ces ondes sont passées progressivement sur le *parcours diurne* (du lever du soleil à New-York à son coucher à Paris) d'une faible valeur d'utilisation en 1928 (10 mots par minute) à une excellente valeur à partir de 1931 (80 mots par minute).

L'examen de ces graphiques montre, de plus, que ces ondes étaient en 1928, non pas des *ondes de jour*, mais plutôt des ondes intermédiaires, qui ne devenaient réellement utilisables, à cette époque de l'année, qu'entre le coucher du soleil à Paris et son lever le lendemain.

On peut donc penser que ces ondes étaient probablement trop longues, à cette époque, pour assurer une bonne communication diurne. Divers essais effectués alors sur des ondes de l'ordre de 15 mètres confirment cette hypothèse.

2) Dans une période d'isolation plus faible du parcours, en mars 1928, ces ondes permettaient d'assurer un excellent contact de vingt-quatre heures.

En mars 1932, le contact de vingt-quatre heures dans ces conditions était absolument *irrealisable*.

3) Si l'on observe quelles ont été les fréquences utilisées sur le même parcours en hiver pour conserver le contact pendant la seconde partie de la nuit (période difficile), on constate qu'elles ont dû être ramenées progressivement de 9000 kc (33^m) en 1929-1930 à 6900 kc (43^m.50) en 1930-1931, puis à 4550 kc (65^m) en 1932-33.

On a donc été conduit, on le voit, à diminuer dans de grandes proportions les fréquences des émetteurs.

4) Une remarque tout à fait typique est aussi à signaler sur le parcours inverse (sens Paris-New-York).

Un émetteur de Sainte-Assise FTD (15^m12), monté simplement en auto-excitation et pourvu d'un aérien de dimensions très réduites

(un simple carreau du type Chireix-Mesny), a donné, au cours de l'année 1929, des résultats d'exploitation tout à fait surprenants, à tel point que nos correspondants américains réalisaient effectivement des vitesses de réception considérables (150 et 200 mots par minute).

ANNÉES	PÉRIODES DE PROPAGATION anormalement mauvaise	N/b	SITUATIONS MAGNETIQUES CORRESPONDANTES	
			PÉRIODES	CARACTÈRE
1929	27-28 février. 12-16 mars. 16-19 avri. 10-11 juillet. 15-16 juillet. 7-8 octobre. 16-19 octobre. 2-7 novembre. 11-12 décembre.	9	27-28 février. 12-15 mars. 16 avril. 10 juillet. 15 juillet. 7-8 octobre. 16 octobre. 3-4 novembre. 11-12 décembre.	Forte perturbation. Perturbat. Très agitée. Perturbation. Très agitée. Faible perturbation. Perturbation. Faible perturbation. Très agitée.
1930	12-11 février. 12-14 mars. 5-9 mai. 9-11 juillet. 6-9 août. 29-30 septembre. 24-25 novembre. 3-5 décembre.	8	12-14 février. 12-14 mars. 5-7 mai. 9 juillet. 6 août. 29-30 septembre. 24-25 novembre. 3 décembre.	Perturbation. Perturbation. Très agitée. Faible perturbation. Très agitée. Perturbation. Très agitée. Perturbation.
1931	3-5 octobre. 11-13 — 29-30 —	3	2 octobre. 12 octobre. 29-30 octobre.	Faible perturbation. Perturbation. Forte perturbation.
1932	29 mai-1 ^{er} juin. 27-31 août. 11-16 décembre.	3	Pas de renseignements. 27-29 août. 11 décembre.	Très agitée. Perturbation.

Or, sans qu'aucune modification ait été faite à ce système transmetteur, ses possibilités d'utilisation ont diminué progressivement et il est même devenu complètement inutilisable pour cette communication à partir du milieu de l'année 1930.

Quelle cause attribuer à ce cas très nettement observé, en dehors d'une modification des conditions de propagation coïncidant étran-

gement avec la diminution rapide de l'activité solaire à la même époque ?

S'il est dangereux d'affirmer une relation entre ces différents faits avant d'avoir une expérience plus longue et portant *au moins* sur un cycle complet (soit onze années environ), on ne peut néanmoins qu'être troublé devant ces rapprochements.

5) Au sujet des accidents constatés dans la propagation, on sait que les perturbations magnétiques enregistrées dans les observatoires spécialisés coïncident avec des modifications profondes des conditions de propagation des ondes courtes.

On sait, d'autre part, que ces perturbations, sont le plus souvent en corrélation directe avec les phénomènes d'activité solaire.

Les troubles de ce genre sont relativement nombreux au cours d'une année et nous avons dû nous borner à relever ceux dont les effets se sont étendus sur plusieurs journées consécutives, bloquant presque complètement la réception de toutes les ondes courtes, ou du moins modifiant profondément l'horaire normal de propagation des différentes longueurs d'ondes. Or, on constate précisément que le nombre de ces perturbations graves a décréu progressivement dans les proportions indiquées par le tableau ci-dessus.

Conclusion de cette deuxième partie. — Diverses observations et en particulier la diminution progressive des fréquences à laquelle ont été conduits les exploitants au cours de la période 1928-1933, semblent pouvoir être rapprochées de la diminution rapide de l'activité solaire dans la même période.

III. — ÉCHOS

Nous avons déjà eu l'occasion de parler de la difficulté de réception qui est créée par le phénomène de l'écho, et nous avons vu de quel secours étaient alors les projecteurs modernes, et, en ce qui nous concerne, l'antenne française du type Chireix-Mesny.

Il semble que l'écho dit « tour du monde » se produise, en particulier, dans les périodes où le grand cercle de parcours présumé des ondes se trouve à l'état crépusculaire, c'est-à-dire où le cercle d'illumination du globe terrestre coïncide plus ou moins approximativement avec le grand cercle passant par les deux stations correspondantes.

Cela admis, l'observation du décalage de douze heures entre l'été et l'hiver, pour les périodes d'écho d'un même correspondant, s'explique naturellement.

Communication New-York-Paris. — Le phénomène, d'ailleurs relativement peu observé, se produit entre 13 h. et 16 h. en hiver, c'est-à-dire dans une période où le soleil vient de se lever à New-York et va se coucher à Paris et entre 1 h. et 4 h. en été, c'est-à-dire dans une période où le soleil vient de se coucher à New-York et va se lever à Paris.

Communication Tokio-Paris. — Ici l'écho est, au contraire, très marqué, surtout au voisinage des deux solstices, et va en s'atténuant au voisinage des équinoxes.

Il est constaté, en hiver, entre 7 h. et 9 h. 30 et, en été, entre 19 h. et 21 h. 30.

A certains moments, l'inversion simultanée des projecteurs d'émission et de réception, au cours de ces périodes, a permis de conserver un contact convenable.

Communication Shanghai-Paris. — L'écho est très nettement constaté le matin, entre 8 h. et 10 h. en hiver et le soir entre 20 h. et 22 h. en été.

Conclusion. — Comme on devait s'y attendre, tous les phénomènes observés jusqu'ici dans la propagation des ondes courtes se rattachent, en dernière analyse, aux phénomènes solaires.

En ce qui concerne les phénomènes accidentels, les observations géophysiques et astrophysiques effectuées sur les divers points du globe intéressent grandement les exploitants.

En effet, en coordonnant ces divers renseignements, on pourra peut-être dans l'avenir envisager une prévision des conditions de propagation, qui permettra la mise en œuvre des moyens nécessaires pour maintenir de bonnes communications.

J. MAIRE.



MÉTHODE DE MESURE DE LA VITESSE DE PROPAGATION DES ONDES HERTZIENNES ET APPLICATION A LA RADIOTÉLÉMÉTRIE

par G. FAYARD

SOMMAIRE

La méthode proposée par l'auteur consiste essentiellement à déduire la durée de la propagation d'une oscillation de haute fréquence entre deux stations radioélectriques A et B, de la fréquence de la tension modulatrice sinusoïdale qu'il faut appliquer à l'oscillation émise par la station A, par exemple, pour que le déphasage entre cette tension modulatrice et la tension de haute fréquence détectée à la station B ait une valeur donnée. Ou bien encore à déduire cette durée de propagation de la mesure de l'angle de déphasage, entre la tension modulatrice et la tension détectée, développé par une tension modulatrice de fréquence donnée.

Sur les méthodes usuelles qui consistent principalement à évaluer, à l'aide d'enregistreur, le temps s'écoulant entre l'émission et la réception d'un signal aussi bref que possible et qui, par conséquent, ne sont exactes qu'autant que les régimes transitoires qui dépendent de la forme du signal ont été convenablement interprétés, la méthode décrite semble présenter un réel avantage. En effet, elle ne repose sur l'emploi d'aucun organe mécanique et met en jeu, sans aucun phénomène de réaction fonction de la distance, un régime permanent d'oscillations modulées, faisant dépendre la précision des résultats uniquement de l'étalonnage et de la sensibilité des appareils de contrôle de la phase et de la fréquence. Ces appareils sont d'ailleurs faciles à approprier aux fréquences des tensions modulatrices, qui tombent dans la bande des fréquences musicales pour des distances entre stations de quelques kilomètres à quelques milliers de kilomètres.

Dans la seconde partie du mémoire, l'auteur propose quelques applications pratiques, notamment à la radiotélégraphie et au relèvement des stations mobiles. Il fait observer que la précision relative des mesures, qui reste constante quelle que soit la distance, confère à l'application de la méthode un avantage important pour le guidage des stations mobiles à moyennes, et à grandes distances, pour lesquelles les méthodes actuelles de radiogoniométrie sont insuffisantes.

Enfin l'auteur envisage l'application de la méthode à l'étude des phénomènes spéciaux de propagation des ondes courbes.

Soient deux stations radioélectriques émettrices-réceptrices A et B, situées à une distance connue L .

La station A émet une oscillation modulée de la forme :

$$A \sin \omega t (1 + K \cos \Omega t).$$

La station B reçoit cette oscillation, qui devient après détection

$$B \cos (\Omega t - \psi - \varepsilon_1).$$

ψ est le déphasage dû à la distance l ;

ε_1 est le déphasage provenant des circuits de réception.

La station B retransmet, avec une autre pulsation ω_1 , une oscillation modulée par la tension $B \cos (\Omega t - \psi - \varepsilon_1)$.

La station A reçoit cette oscillation, laquelle, après détection, est de la forme

$$B_1 \cos (\Omega t - 2\psi - \varepsilon_1 - \varepsilon_2).$$

ε_2 est le déphasage provenant des circuits de réception de la station A.

Finalement, la vitesse de propagation est donnée par la relation :

$$v = \frac{l}{\psi} \Omega.$$

Comme on peut toujours connaître *a priori* les déphasages ε_1 et ε_2 , la détermination de ψ pourra toujours se faire directement, en mesurant le déphasage entre la tension modulatrice initiale et la tension détectée issue du récepteur de la station A, après retransmission par la station B.

De même, connaissant la vitesse de propagation, on pourra déterminer la distance séparant les deux stations, connaissant ψ évalué avec un phasemètre et Ω évalué avec un fréquencemètre; c'est l'application essentielle de la méthode à la radiotéléométrie. Bien entendu, on admet dans ce qui précède que ω , ω_1 , l sont compatibles, dans chaque cas, avec une propagation directe des ondes hertziennes.

Déphasages entre la tension modulatrice initiale et la tension H.F. détectée. — Les mesures pourraient être faites en évaluant le déphasage pour une fréquence de modulation donnée, ou bien en se fixant un déphasage caractéristique et en recherchant quelle est la fréquence de modulation qui permet de le réaliser.

EXEMPLE : $2\psi = \pi$. — La tension H.F. détectée à la station A est en opposition de phase avec la tension modulatrice initiale¹.

Emploi de l'oscillographe à rayons cathodiques. — On appliquera simultanément et respectivement sur chaque paire de plaques la tension modulatrice initiale et la tension H.F. détectée; les courbes de Lissajous obtenues deviendront des droites inclinées lorsque ces tensions seront en phase ou en opposition de phase. On repèrera, à l'avance et une fois pour toutes, l'orientation correspondant à l'opposition de phase.

Emploi d'un appareil pour mesure d'amplitudes faibles. — Si l'on désire obtenir des résultats extrêmement précis, on pourra faire usage d'un amplificateur sensible avec détecteur et limiteur. Les deux tensions seront introduites en série dans le circuit d'entrée de l'amplificateur après avoir été, autant que possible, équilibrées en amplitude. Le courant détecté passera par un minimum lorsque les tensions seront en opposition de phase.

AUTRE EXEMPLE : $2\psi = \frac{\pi}{2}$. — La tension H.F. détectée à la station A est en quadrature avec la tension modulatrice initiale.

On pourra déceler avec une grande exactitude la quadrature entre ces deux tensions en appliquant le théorème suivant bien connu en électrotechnique :

La tension résultante de deux tensions sinusoïdales de même fréquence ne change pas lorsqu'on inverse l'une de ces tensions, si celles-ci sont en quadrature.

Les deux tensions à comparer, mises en série, seront amenées aux bornes d'entrée d'un voltmètre ou d'un détecteur. A l'aide d'un commutateur inverseur, à main ou automatique, on inversera régulièrement l'une des deux tensions. Lorsque celles-ci seront en quadrature, la tension ou le courant indiqué par l'appareil de mesure restera invariable.

Fréquences de modulation. — A l'aide des oscillations hertziennes et pour des distances à évaluer s'étendant de quelques kilomètres

1. Pour simplifier l'exposé, on pose que le matériel est établi de façon que $\varphi_1 = \varphi_2 = 0$.

à plusieurs milliers de kilomètres, les fréquences de modulation dont on aura à faire usage seront comprises dans la bande des fréquences sonores et infra-sonores.

Le tableau ci-après donne les fréquences de modulation en fonction des distances en kilomètres, pour différentes valeurs du déphasage 2ψ .

d km	F. pps. $2\psi = \frac{\pi}{2}$	F. pps. $2\psi = \pi$	F. pps. $2\psi = 2\pi$
2,5	15.000		
5	7.500	15.000	
10	3.750	7.000	15.000
25	1.500	3.000	6.000
50	750	1.500	3.000
100	375	750	1.500
200	187,5	375	750
500	75	150	300
1.000	37,5	75	150
5.000	7,5	15	30
10.000	3,75	7,5	15

Par exemple, si l'appareil de mesure dont on dispose à la station A est agencé pour détecter l'opposition de phase entre la tension modulatrice initiale et la tension H.F. détectée $2\psi = \pi$, la plus petite fréquence de modulation qui permettra de réaliser cette opposition sera de 150 p. p. s., lorsque la distance sera de 500 kilomètres entre les deux stations. Le même dispositif permettrait d'ailleurs de vérifier des déphasages, multiples pairs ou impairs de π , la fréquence de modulation étant multiple du même ordre de la plus petite fréquence correspondant à l'opposition de phase. Dans l'exemple choisi, pour $2\psi = 2\pi$, la fréquence de modulation serait de 300 p. p. s. pour la même distance de 500 kilomètres.

Approximation des mesures. — La précision des résultats est uniquement fonction de la précision obtenue dans la mesure de la fréquence de modulation. Si F est pratiquement déterminé à un millième près, ce qui est fréquemment réalisé, la distance sera connue à un millième près, sous réserve, bien entendu, que la

vitesse de propagation et la propagation elle-même soient parfaitement déterminées.

Applications aux oscillations ultra-sonores. — Si au lieu d'oscillations hertziennes modulées, on fait usage d'oscillations ultra-sonores modulées, l'application du procédé peut conduire à la détermination d'une autre gamme de distances.

Par exemple, la vitesse de propagation des sons dans l'air étant prise égale à 340 mètres par seconde, on a porté dans le tableau ci-dessous les distances évaluées en mètres en fonction des fréquences de modulation. Ces fréquences de modulation tombent d'ailleurs dans la bande des fréquences infra-acoustiques.

d mètres	10	20	50	100	200	500
$2\phi = 2\pi$ F. pps.	17	8,5	3,4	1,7	0,85	0,34

Pour les fréquences basses de modulation, on pourra facilement vérifier la mise en phase ou en opposition de phase de la tension

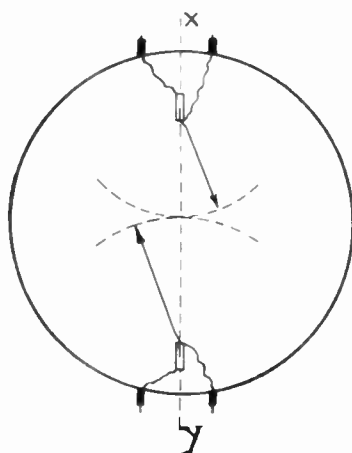


Fig. 1.

modulatrice avec la tension sonore ou ultra-sonore détectée, à l'aide d'un appareil de mesure à deux équipages, réalisé suivant les indications de la figure 1. L'un des équipages sera excité par la tension modulatrice initiale, l'autre par les tensions sonore ou

ultra-sonore détectées. On pourra suivre les battements de chaque aiguille et noter, avec l'appareillage optique nécessaire et toute la précision désirable, leur coïncidence de passage sur l'axe *xy*.

Bien entendu, on pourra également fonctionner avec une fréquence constante, de 0,5 p. p. s. par exemple, pour couvrir une gamme de 300 mètres à 10 mètres, et faire usage d'un phasemètre approprié aux très basses fréquences.

Suivant une variante d'application du procédé, on peut encore équiper les stations de la façon suivante :

Station A $\left\{ \begin{array}{l} \text{émetteur pour ultra-sons modulés.} \\ \text{récepteur pour oscillations hertziennes.} \end{array} \right.$

Station B $\left\{ \begin{array}{l} \text{récepteur pour ultra-sous-modulés.} \\ \text{émetteur pour oscillations hertziennes.} \end{array} \right.$

Dans ces conditions, le processus de la mesure serait le suivant : la station A émet une oscillation ultra-sonore modulée de la forme :

$$A \sin \omega_s t (1 + k \cos \Omega t);$$

la station B reçoit cette oscillation qui devient après détection :

$$B \cos (\Omega t - \psi).$$

ψ est le déphasage dû à la distance : $\psi = \frac{l}{V} \Omega$.

La station B émet une oscillation, H.F. modulée de la forme :

$$A_1 \sin \omega t [1 + k (\cos \Theta t - \psi)].$$

La station A reçoit cette oscillation, laquelle après détection est de la forme :

$$B_1 \cos (\Theta t - \psi - \varepsilon).$$

ε , qui est le déphasage dû au parcours de retour du signal, peut être considéré comme négligeable, puisque la vitesse de propagation des oscillations hertziennes est près de un million de fois plus grande que celles des oscillations acoustiques. On aboutirait à un résultat du même ordre dans le cas où l'on ferait usage d'ondes sonores ou ultra-sonores dans l'eau. Le rapport des vitesses serait encore d'environ 200 000.

Applications pratiques, radiotélémetrie. — Le procédé qui vient d'être exposé constitue une méthode radiotéléométrique permettant

d'effectuer des opérations de relèvement avec une précision bien plus grande que celle des procédés habituels par radiogoniométrie.

Par radiogoniométrie, à des distances de 200 à 300 kilomètres, les relevés de direction ne sont guère exacts à plus de 3 à 4" avec les appareillages courants¹ (soit environ 15 à 20 kilomètres pour 300 kilomètres). Au delà de 300 kilomètres, l'erreur angulaire croît rapidement; à 1000 kilomètres, les relevés radiogoniométriques sont finalement d'un intérêt très restreint, en raison de la précision relative qui tombe à de faibles valeurs. Dans l'application du procédé par modulation qui vient d'être décrit, la précision relative des mesures est indépendante de la distance; en admettant, par exemple, que la fréquence de modulation soit déterminée à un millième près, à 500 kilomètres le relèvement pourra être réalisé suivant un axe à 500 mètres près; à 1000 kilomètres, l'erreur sera encore, au maximum, d'un kilomètre.

Application à la navigation. — Dans ces conditions, un groupe de trois stations fixes, dont une de recoupement, comme il est d'usage de le prévoir, permettrait à un groupe de stations mobiles d'évoluer sans visibilité dans un rayon de plusieurs milliers de kilomètres, en connaissance continue et précise de leur relèvement.

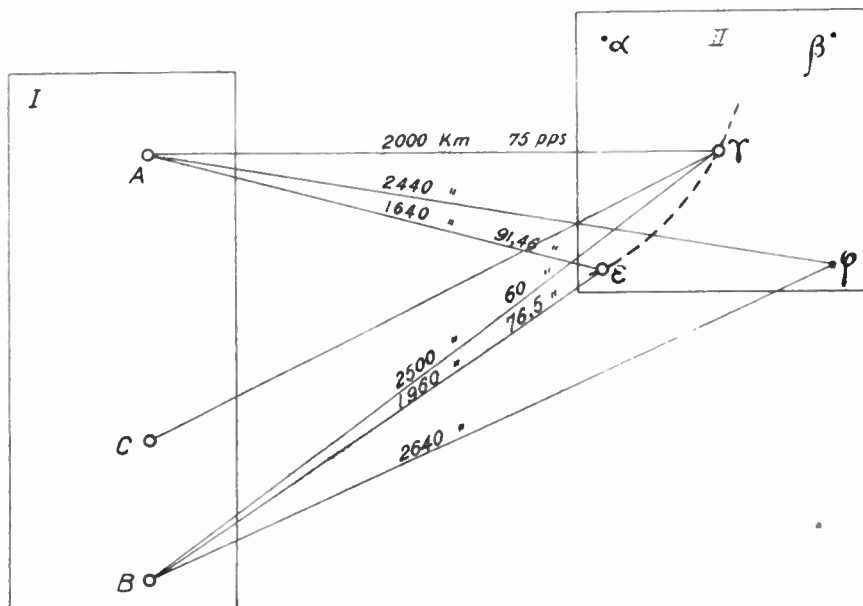
Par exemple, d'un territoire I, fig. 2, supposons qu'il s'agisse de régler le vol sans visibilité d'un aéronef ou d'un groupe d'aéronefs sur un autre territoire II situé par exemple à 2000 kilomètres. Suivant la disposition choisie pour les stations fixes et les territoires, il est pratiquement impossible d'effectuer un guidage utile par radiogoniométrie; les distances sont trop grandes et les écarts angulaires (dont il faudrait considérer les variations) sont trop faibles. Au contraire, la méthode par modulation fournit une solution pratique très simple.

Les portées maxima à réaliser étant de 2000 kilomètres, on équippa les stations fixes d'émetteurs de 10 kW sur ondes moyennes (vers 600 mètres). Ces émetteurs seront capables de permettre une bonne réception à bord des aéronefs, qui seront équipés

1. L'erreur peut être encore bien plus élevée si la station réceptrice de radiogoniométrie est située au voisinage de masses métalliques importantes, comme c'est le cas lorsque celle-ci est à bord d'un navire moderne ou d'un aéronef métallique.

d'émetteurs de 1 kW, également sur ondes moyennes. Ces émetteurs, de plus faible puissance que ceux des stations fixes, seront néanmoins reçus facilement par les stations fixes, susceptibles d'être équipées avec d'excellents récepteurs, pour lesquels nulles conditions d'encombrement ou de poids ne sont imposées.

Pendant toute la durée du parcours, les aéronefs ou l'un d'eux seulement (dans l'hypothèse d'un vol maintenu groupé par un



i-Fig 2

procédé quelconque) resteront en communication avec les stations de guidage A et B. Le relèvement pourra être connu, en permanence, de différentes façons. Notamment, les stations A et B émettront successivement et périodiquement, sur la même fréquence de pulsation ω , pendant, par exemple, 60 secondes avec temps d'arrêt de 30 secondes, une onde modulée à fréquence variable dans la bande des fréquences nécessaires. Le récepteur de l'aéronef sera réglé pour recevoir et détecter cette onde, son émetteur retransmettra en permanence les signaux sur l'onde de pulsation ω' .

Enfin les récepteurs des stations A et B seront réglés pour recevoir les signaux de l'aéronef. Dans ces conditions, pendant les

60 secondes d'émission, lorsque la station A aura déterminé la fréquence caractéristique de modulation lui donnant la distance de l'aéronef, elle émettra un signal, en télégraphie, par exemple, pour indiquer cette distance, ou bien elle émettra un signal qui précédera la continuation de son émission pendant plusieurs secondes à cette fréquence caractéristique, afin que la station B ou l'aéronef lui-même la mesure avec leurs appareils respectifs. La station B procédera de la même façon. L'aéronef sera ainsi en mesure lui-même de déterminer sa situation géographique, qui pourra préférablement lui être directement communiquée par l'une des deux stations, sous forme d'indications chiffrées immédiatement utilisables. Dans ce dernier cas, la précision sera naturellement beaucoup plus grande, les appareils de mesure des stations fixes pouvant avoir toute l'importance nécessaire.

L'aéronef se trouvant en γ (fig. 2) à 2 000 kilomètres de A et à 2 500 kilomètres de B, les fréquences caractéristiques seront, pour A de 75 p.p.s., et pour B de 60 p.p.s. Lorsqu'il se sera déplacé en ε , la fréquence caractéristique pour A sera devenue 91,46 p.p.s., et celle pour B 76,5 p.p.s., correspondant respectivement aux nouvelles distances 1 640 et 1 960 kilomètres. Pour procéder aux recoupements habituels, on fera intervenir la station C; il suffira, dans ces conditions, que les trois stations fixes émettent successivement pendant 60 secondes avec pose de 30 secondes. On pourra, bien entendu, se contenter de ne faire intervenir la station C qu'à des intervalles de temps plus ou moins éloignés, suivant la nature de l'évolution.

Autre application à la Navigation et à la Télémécanique. — On peut encore opérer plus simplement le guidage radiotélémetrique par l'émission unique, sans retransmission, d'une oscillation modulée à bord de la station mobile à guider, et la réception simultanée de cette oscillation par trois stations fixes.

Soient (fig. 3) α, β, γ , trois stations fixes, situées sur territoire I et, dans un territoire II, une station mobile se déplaçant sur une trajectoire $A_1 B_1 C_1 D_1$; les deux territoires sont, par exemple, à une distance moyenne de 1 700 kilomètres environ.

La station mobile émet, en permanence, une oscillation modulée de la forme :

$$A \sin \omega t (1 + k \cos \Omega t),$$



Cette oscillation modulée est reçue simultanément par les stations α, β, γ , qui sont équipées du matériel nécessaire pour que les signaux reçus par chaque station soient retransmis à l'une d'elles β , que l'on pourra considérer comme station centralisatrice.

En d'autres termes, la station β , par son matériel de liaison, sera à même de connaître la différence de phase entre les signaux modulés reçus par α , par γ et par elle-même.

Par exemple, lorsque la station mobile se trouvera en B_1 , dont la différence de distance à α et β est de 200 kilomètres, la station β relèvera un déphasage, dans les signaux modulés reçus par α et β , de 2π , lorsque la tension modulatrice de la station mobile passera par 750 p.p.s. (voir tableau ci-avant). De même, la différence de distance de la station mobile à β et à γ étant, pour la même position B_1 , de 110 kilomètres, la station β relèvera un déphasage de 2π lorsque la fréquence de modulation sera de 1 363 p.p.s., etc.

Par suite, par le relevé des plus petites fréquences correspondant au déphasage 2π , la station β est à même de connaître les différences de distances entre la station mobile et chaque groupe de deux stations fixes, et, par conséquent, de situer, à chaque instant, la station mobile à l'intersection des hyperboles lieux des points correspondants à ces différences de distance.

En pratique, une intersection est suffisante, la seconde et la troisième ayant surtout pour objet de lever un doute éventuel, notamment au début d'un guidage (Cas $A_1 - A_2$).

Cette solution a l'avantage d'éviter toute retransmission à bord de la station mobile. S'il s'agit d'une navigation par télémechanique, les stations fixes connaîtront ainsi, à chaque instant, les distances horizontales du mobile, en installant simplement à bord du mobile un émetteur modulé en permanence à fréquence de modulation variable. S'il s'agit d'un aéronef piloté, les stations fixes transmettront par signaux télégraphiques les relèvements de l'aéronef, à intervalles réguliers par exemple.

La détermination de la différence des distances entre la station mobile et les diverses stations fixes par la mesure simultanée de la différence de phase et de la fréquence de modulation peut encore être faite directement par la station mobile elle-même.

Il suffira, en effet, que ce soient les stations fixes qui émettent en permanence et synchroniquement, avec une même fréquence de modulation variable dans le temps. Ces stations émettront sur des longueurs d'onde distinctes. La station mobile recevra simultanément deux des trois stations fixes, qu'elle permutera deux ou trois fois, s'il y a lieu. La détermination du déphasage et de la fréquence

de modulation lui fourniront les indications nécessaires pour effectuer son relèvement.

Pour que les tensions modulatrices des stations fixes soient synchrones, il suffira, par exemple, que l'une des stations fixes A soit seule pourvue du générateur basse fréquence.

Les deux autres stations fixes recevront, sur des récepteurs appropriés, l'émission de A, et elles utiliseront finalement la tension détectée fournie par le récepteur comme tension de modulation des émissions de guidage. Les tableaux de valeurs ou les courbes de relèvement dont disposera la station mobile seront établis en tenant compte des retransmissions des stations fixes.

Phénomènes spéciaux de propagation, application du procédé à leur étude. — Sur ondes longues et sur ondes moyennes, les ondes se propagent, en principe, suivant le grand cercle passant par la station d'émission et la station de réception. Cette trajectoire définit la distance parcourue par les ondes. D'autre part, l'amplitude à la réception, toutes choses égales à l'émission, dépend essentiellement de cette distance.

En pratique, pour des portées courantes de quelques milliers de kilomètres, on considère que la propagation s'effectue d'une façon effective par le plus petit segment du grand cercle passant par les stations. Comme on le sait, ces conclusions sont plus ou moins exactes avec les ondes courtes, en raison de l'intervention de phénomènes spéciaux de propagation, qui modifient dans de grandes limites et différemment suivant l'époque, l'état de jour ou de nuit, etc., l'amplitude à la réception.

On attribue ces variations à la coexistence de plusieurs trajectoires de propagation, dont l'une (le plus petit segment du grand cercle) est la trajectoire directe, et les autres des trajectoires de développement différent, d'où il résulte des différences de phase entre les diverses ondes incidentes au point de réception. Dans ces conditions, l'amplitude à la réception ne sera pas définie seulement par une onde unique, mais par plusieurs ondes composantes de phase différente. L'amplitude pourra même s'annuler (zone de silence), pour réapparaître à une distance plus éloignée de la station d'émission. Ces trajectoires multiples seraient produites par une couche ionisée, réfléchissant et absorbant partielle-

ment et à un degré variable avec la fréquence, située à une centaine de kilomètres au-dessus du sol. On sait également qu'en tous les points de réception où ces phénomènes spéciaux ont des effets sensibles, les relèvements radiogoniométriques sont souvent erronés, par suite des multiples directions d'arrivée des ondes.

Les perturbations apportées par ces phénomènes spéciaux ont une importance très atténuée dans les relèvements radiotéléométriques par la méthode de modulation. Même, dans bien des cas, les mesures resteront possibles avec une grande précision.

En effet, dans l'hypothèse où cette couche ionisée plus ou moins réfléchissante se trouve réellement à une centaine de kilomètres au-dessus du sol, il est évident que, sur des portées de l'ordre de 1.000 à 2.000 kilomètres et en admettant deux à trois réflexions successives, la différence de développement entre la trajectoire des ondes directes et la trajectoire des ondes réfléchies représente seulement quelques pour cent de la distance vraie.

Cette différence est encore moindre, si l'on compare la trajectoire directe à la trajectoire moyenne équivalente correspondant à l'onde résultante au point de réception. *Cette trajectoire moyenne équivalente serait, par exemple, déterminée par le déphasage résultant de la modulation au point de réception d'une oscillation H.F. modulée par rapport à la tension modulatrice initiale.* On pourrait, par suite, envisager des relèvements satisfaisants, même avec des variations considérables d'amplitude, puisqu'en réalité le procédé par modulation n'en dépend pas.

Il constitue d'ailleurs par lui-même le moyen d'étudier ces phénomènes spéciaux de propagation et permet de déterminer les erreurs maxima que pourraient faire intervenir ces phénomènes.

Pour cette étude, on équipera les stations A et B d'un ensemble double émetteur-récepteur sur ondes courtes et sur ondes moyennes. La station A pourrait, par exemple, être fixe et la station B mobile. Les ondes moyennes seraient choisies, de telle sorte que les phénomènes spéciaux de propagation aient un effet négligeable sur la liaison bilatérale. A l'aide de ces ondes moyennes on connaîtra les distances vraies séparant les stations et l'on pourra ainsi procéder aux déterminations des erreurs et, par suite, des trajectoires moyennes sur ondes courtes.

G. FAYARD.

OSCILLATEUR SYNCHRONISÉ PAR UNE FRÉQUENCE DOUBLE DE LA SIENNE

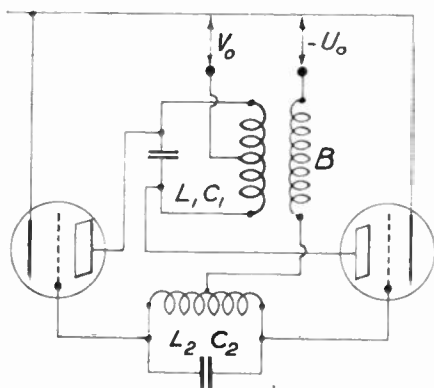
par **Gustave LONGO**

Docteur ès sciences physiques de l'Université de Padoue.

SOMMAIRE.

L'auteur présente le schéma et étudie brièvement le fonctionnement d'un montage à deux lampes, destiné, avant tout, à reproduire, d'une façon bien stable, le premier sous-harmonique d'une fréquence donnée quelconque.

L'appareil comporte deux triodes identiques; les plaques sont reliées, comme dans la figure, à un circuit oscillant L_1C_1 et alimentées à une tension continue V_0 de valeur convenable; les



grilles sont reliées à un circuit oscillant L_2C_2 ; une bobine B est couplée inductivement avec le circuit L_1C_1 , l'une de ses extrémités est reliée au milieu de L_2C_2 , l'autre est maintenue à une tension continue $-U_0$.

Par raison de symétrie, tant que le circuit L_2C_2 n'oscille pas,

l'appareil ne peut pas engendrer d'oscillations dans L_1C_1 , du moins en régime permanent.

Soit ω la pulsation du courant synchronisant dont on dispose. Le circuit L_1C_1 est accordé, au moins approximativement, sur la pulsation $\frac{\omega}{2}$ et L_2C_2 sur la pulsation ω ; la tension négative $-U_0$ est, en valeur absolue, suffisamment élevée pour qu'au repos, il n'y ait pas de courant de plaque dans les triodes.

Faisons osciller le circuit L_2C_2 à la pulsation ω , en le couplant inductivement avec un circuit (non représenté) parcouru par le courant synchronisant. Or reconnaît immédiatement que, grâce à la dissymétrie introduite par cette oscillation de pulsation ω , *l'appareil peut entretenir une oscillation de pulsation $\frac{\omega}{2}$ dans le circuit L_1C_1 .*

Soit $2u_2 = 2U_2 \cos \omega t$ la tension entre les armatures du condensateur C_2 .

Supposons négligeable l'impédance du circuit de plaque de chacune des deux lampes pour tout harmonique de la pulsation $\frac{\omega}{2}$.

Si l'on admet que le circuit L_1C_1 oscille, la tension entre les armatures du condensateur C_1 sera de la forme

$$2v_1 = 2V_1 \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right),$$

V_1 et φ étant à déterminer.

Soit u_1 la tension de pulsation $\frac{\omega}{2}$ sur la grille des lampes, due à l'action du circuit L_1C_1 . Si, pour simplifier, on néglige la capacité des grilles et celle du circuit L_2C_2 par rapport au sol, on a immédiatement en appelant M la mutuelle entre L_1 et B :

$$u_1 = 2V_1MC_1 \frac{\omega^2}{4} \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right).$$

Admettons que les caractéristiques des lampes soient linéaires, c'est-à-dire, avec les notations habituelles, que le courant de plaque, lorsqu'il n'est pas nul, soit donnée par :

$$R_i i = \mu u + v - W_0.$$

Le courant dans l'une des lampes est alors :

$$i' = \frac{1}{R_i} \left[\mu \left\{ -U_0 + 2V_1 MC_1 \frac{\omega^2}{4} \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right) + U_2 \cos \omega t \right\} + V_0 - W_0 - V_1 \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right) \right]$$

lorsque le second membre est positif ou nul, et

$$i' = 0$$

lorsque le second membre de l'expression précédente est nul ou négatif.

Le courant dans l'autre lampe est :

$$i'' = \frac{1}{R_i} \left[\mu \left\{ -U_0 + 2V_1 MC_1 \frac{\omega^2}{4} \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right) - U_2 \cos \omega t \right\} + V_0 - W_0 + V_1 \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right) \right]$$

ou bien $i'' = 0$.

Soit $I' \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi' \right)$ le terme fondamental du développement de i' en série de Fourier, c'est-à-dire :

$$I' \cos \varphi' = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{\omega}} i' \cos \frac{\omega}{2} t dt, \quad I' \sin \varphi' = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{\frac{4\pi}{\omega}} i' \sin \frac{\omega}{2} t dt.$$

Soit, de même, $I'' \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi'' \right)$ le terme fondamental du développement de i'' .

Posons :

$$I \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right) = I' \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi' \right) - I'' \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi'' \right).$$

Il est évident que l'action des deux lampes sur le circuit $L_1 C_1$ est très sensiblement la même que si le seul courant $I \cos \left(\frac{\omega}{2} t - \varphi \right)$ traversait la première lampe et si aucun courant ne traversait l'autre. Par conséquent, R_1 étant la résistance du circuit $L_1 C_1$, on a :

$$V_1 = \frac{1}{4} \frac{L_1}{C_1} \frac{1}{\sqrt{R_1^2 + \left(L_1 \frac{\omega}{2} - \frac{1}{C_1 \frac{\omega}{2}} \right)^2}},$$

$$\operatorname{tg}(\varphi - \gamma) = \frac{L_1 \frac{\omega}{2} - \frac{1}{C_1 \frac{\omega}{2}}}{R_1}.$$

On voit donc que V_1 et φ sont complètement déterminés en fonction de quantités connues.

Dans le cas général, le calcul effectif de V_1 et de φ serait inextricable.

Pour fixer les idées et reconnaître que l'oscillation de pulsation $\frac{\omega}{2}$ peut atteindre de fortes amplitudes, bornons-nous à considérer le cas le plus simple, en supposant :

1) que $L_1 C_1$ est exactement accordé sur $\frac{\omega}{2}$ (on sait alors *a priori* que $\varphi = 0$);

2) que les grilles des deux lampes sont polarisées à l'origine du courant de plaque, c'est-à-dire que l'on a :

$$U_0 = \frac{V_0 - W_0}{2};$$

3) que les deux lampes sont deux penthodes à très grande résistance interne, pour que dans l'expression de i on puisse, en première approximation, négliger les variations de la tension de plaque (R_i grand vis-à-vis de $\frac{L_i}{4C_i R_i}$, le rapport $\frac{2}{R_i}$ étant normal);

4) que le couplage entre L_1 et B est réglé de façon que $U_1 = U_2$, c'est-à-dire que la valeur de M satisfasse à la relation :

$$2 V_1 M C_1 \frac{\omega^2}{4} = U_2.$$

On a alors :

$$i' = \frac{\mu U_2}{R_i} \left[\cos \frac{\omega}{2} t + \cos \omega t \right] \quad \left(\text{de } t = -\frac{2\pi}{3\omega} \text{ à } t = \frac{2\pi}{3\omega} \right),$$

$$i'' = \frac{\mu U_2}{R_i} \left[\cos \frac{\omega}{2} t - \cos \omega t \right] \quad \left(\text{de } t = -\frac{4\pi}{3\omega} \text{ à } t = \frac{4\pi}{3\omega} \right);$$

(on suppose, bien entendu, que la valeur de U_2 est au-dessous d'une certaine limite et que la tension V_0 est suffisamment élevée).

On trouve :

$$I = \frac{2U_2}{R_i} \left(\frac{3\sqrt{3}}{2\pi} - 3 \right) = 0,49 \frac{2U_2}{R_i},$$

$$\cos \tau = 0;$$

d'où :

$$V_1 = 0,49 \frac{2U_2}{R_i} \frac{L_1}{4C_1 R_i}.$$

Dans le cas général, on pourra régler l'amplitude $2V_1$, soit en faisant varier la valeur de U_2 ou de U_0 , soit en agissant sur le couplage entre L_1 et B .

On peut se rendre compte que l'oscillation dans $L_1 C_1$, ayant en tout cas rigoureusement la pulsation $\frac{\omega}{2}$, est encore possible même si $L_1 C_1$ n'est accordé sur cette pulsation que d'une façon tout à fait grossière; *l'oscillateur devrait donc présenter une grande stabilité.*

En accordant convenablement le circuit $L_1 C_1$, on pourra obtenir des *sous-harmoniques pairs* de ω d'ordre supérieur, bien que certainement avec une stabilité beaucoup moindre. Par contre, comme il serait facile de le démontrer, on ne pourrait pas avoir de sous-harmoniques *impairs*, ou plus exactement les oscillations correspondantes ne pourraient pas s'amorcer.

G. LONGO.

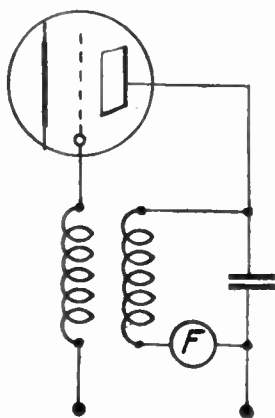


HÉTÉRODYNE STABILISÉE PAR UNE LAMPE RÉSISTANCE FER-HYDROGÈNE

par **Gustave LONGO**

Ingénieur radio-électricien (E. S. E.).

Ce dispositif, qui est destiné à rendre la fréquence d'une hétérodyne pratiquement indépendante des variations des tensions continues de plaque, de grille et de chauffage appliquées à la triode, est constitué simplement par *une lampe résistance fer-hydrogène* (F, dans la figure), insérée dans le circuit oscillant de l'hétérodyne (laquelle pourra être, en principe, d'un type quelconque).



On sait que la résistance de la lampe fer-hydrogène,¹ qui se maintient à une valeur à peu près constante, disons r , tant que l'intensité efficace du courant qui traverse la lampe reste au-dessous d'une certaine valeur I , subit une augmentation énorme, jusqu'à devenir par exemple $3r$, pour une très petite augmentation de l'intensité au-dessus de I . Les paramètres I et r de la lampe doivent être choisis d'après les considérations qui suivent.

Il est opportun que r soit du même ordre de grandeur que la résistance du circuit oscillant avant l'introduction de la lampe.

La résistance totale du circuit oscillant devient donc telle que sa valeur augmente, par exemple, de $2r$ à $4r$ pour une petite augmentation du courant au-dessus de I .

La valeur de I doit être suffisamment faible pour que, lorsque les tensions continues appliquées à la triode ont des valeurs convenables *et même lorsque ces valeurs changent* entre des limites raisonnables, la triode puisse entretenir dans le circuit oscillant un courant d'intensité efficace I , et cela en satisfaisant toujours aux conditions suivantes :

A) *le point figuratif ne sort jamais de la région plane de la surface caractéristique de la triode ;*

B) *la grille ne débite aucun courant.*

Il est évident que, dans ces conditions, si l'on donne au couplage entre les circuits de plaque et de grille une valeur convenable (*qui pourra d'ailleurs varier entre des limites assez larges*), l'intensité efficace du courant dans le circuit oscillant se maintiendra toujours très peu au-dessus de I et les conditions A et B seront toujours satisfaites.

Degré de stabilisation. — On reconnaît que, si les conditions A et B sont toujours satisfaites, le fonctionnement de l'hétérodyne est presque exactement conforme au schéma simple de la théorie élémentaire.

Or, la région plane de la surface caractéristique de la triode, avec les notations habituelles, est représentée par :

$$i = \frac{1}{R_i} \left\{ \mu u + v - W_u \right\}.$$

Pour que le point figuratif puisse se maintenir dans cette région plane, il faut évidemment que la condition limite d'entretien soit *exactement vérifiée* ; d'après la théorie élémentaire de l'hétérodyne, on a donc, toujours avec les notations habituelles :

$$(1) \qquad R + \frac{L - \mu M}{CR_i} = 0;$$

et la pulsation est donnée par :

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

Si l'on change les tensions continues appliquées à la triode, le terme constant u , le terme v et la valeur de W_0 changeront naturellement; mais toutefois, si μ et R_i restaient rigoureusement invariables, la relation (1) montre que R aussi resterait invariable, et, en conséquence d'après (2), ω ne pourrait pas varier.

En réalité, lorsque les tensions continues changent, μ et surtout R_i peuvent subir de petites variations; on a alors d'après (1) :

$$dR = \frac{L - \mu M}{CR_i^2} dR_i + \frac{M}{CR_i} d\mu = -R \frac{dR_i}{R_i} + \left(R + \frac{L}{CR_i} \right) \frac{d\mu}{\mu};$$

et d'après (2) :

$$2 \omega d\omega = \frac{1}{LC} \left(\frac{dR}{R_i} - \frac{R}{R_i} \frac{dR_i}{R_i} \right),$$

c'est-à-dire, très sensiblement :

$$\frac{d\omega}{\omega} = \frac{1}{2} \left(\frac{dR}{R_i} - \frac{R}{R_i} \frac{dR_i}{R_i} \right).$$

Eliminant dR :

$$\frac{d\omega}{\omega} = - \frac{R}{R_i} \frac{dR_i}{R_i} + \frac{1}{2} \left(\frac{R}{R_i} + \frac{L}{CR_i^2} \right) \frac{d\mu}{\mu}.$$

Si l'on emploie *une lampe à grille-écran* les valeurs de $\frac{R}{R_i}$ et de $\frac{L}{CR_i^2}$ seront tout au plus de quelques cent-millièmes. D'ailleurs, comme, en pratique, les variations relatives des tensions continues ne sont pas grandes, les variations relatives $\frac{dR_i}{R_i}$ et $\frac{d\mu}{\mu}$ seront bien petites.

On reconnaît donc que les variations de la fréquence dues aux changements des tensions continues pourront être très limitées, probablement très inférieures aux inévitables variations provoquées par des causes autres que celle considérée.

Emploi simultané de la lampe fer-hydrogène et d'un quartz. — Il semble que la lampe résistance fer-hydrogène pourrait être utile-

ment employée dans une hétérodyne *stabilisée* par quartz, c'est-à-dire avec le quartz simplement disposé en dérivation sur le condensateur du circuit oscillant de l'hétérodyne.

En effet, les variations de fréquence $\Delta\omega$ d'une hétérodyne stabilisée par quartz seront approximativement proportionnelles, toutes choses égales d'ailleurs, aux variations $\Delta\omega'$ que l'hétérodyne présenterait si le quartz était remplacé par une capacité invariable : il paraît donc évident que l'on aurait un grand intérêt à réduire autant que possible ces variations $\Delta\omega'$.

De plus, comme l'intensité dans le circuit oscillant resterait sensiblement constante, le quartz travaillerait dans des conditions très rationnelles.

G. LONGO.