

L'ONDE ÉLECTRIQUE

PUBLICATION
DE LA
SOCIÉTÉ DES AMIS
DE LA
T.S.F.



Personal Property
of
JOHN F. RIDE

SOMMAIRE

Raymond MAILLET

Étude analytique de l'émission et de la modulation
par lampes triodes.

D^r Balh. VAN DER POL et K. POSTHUMUS

Au sujet du rendement des triodes.

E.-W. KELLOG

Construction d'amplificateurs de puissance
sans distorsion.

Léon DELOY

Remarques et hypothèses sur le « fading ».

Chronique du mois :- Informations :- Analyses

Table des matières du Tome IV.

Étienne CHIRON, Éditeur

40, rue de Seine :: PARIS :: Fleurus 47-49 ::

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par les Amis de la T. S. F.

ABONNEMENT D'UN AN
 France 30 fr.
 Étranger 35 fr.

Étienne CHIRON
 ÉDITEUR
 40, RUE DE SEINE, PARIS
 Chèques POSTAUX: PARIS 53-35

PRIX
 DU NUMÉRO : 3 francs
 Tél : FLEURUS 47-49

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

H. ABRAHAM,
 Professeur à la Sorbonne

J. CORNU,
 Chef de bataillon du Génie en retraite
 Administrateur-Directeur de la
 Société d'Études et de Recherches Industrielles.

Société des Ingénieurs Coloniaux

FONDATEURS

A. BLONDEL,
 Membre de l'Institut

Général FERRIÉ.
 Membre de l'Institut

A. PÉROT,
 Professeur à l'École Polytechnique.

P. BRENOT,
 Directeur à la Compagnie Générale
 de Télégraphie sans Fil

J. PARAF,
 Directeur de la Société
 des Forces Motrices de la Vienne

COMITÉ DE PATRONAGE

MM.

† Georges LEMOINE, président de l'Académie des Sciences

† L. E. BERTIN, vice-président de l'Académie des Sciences.

Alfred LACROIX, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences

Emile PICARD, secrétaire perpétuel de l'Académie des Sciences.

Henri DESLANDIÈRES ancien président de l'Académie des Sciences.

BIOT GARNIER, président de l'Union des Horlogers de France

Henri BOUSQUET, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale de Télégraphie sans Fil.

Gabriel CORDIER, président de l'Union des Industries métallurgiques et minières.

J. DAL PLAZ, président du Conseil d'administration de la Compagnie Générale Transatlantique

MM.

S. DERVILLÉ, président du Syndicat des Chemins de fer de Ceinture de Paris

Charles FERRAND, président de la Chambre syndicale des Constructeurs de Navires.

Hubert GIRAUD, administrateur-délégué de la Société Générale de Transports Maritimes à Vapeur

Société des Ingénieurs Coloniaux

J. LE CESNE, président de l'Union Coloniale française

Raynald LEGOUÉZ, président de l'Union des Syndicats de l'Electricité.

A. MESSIMY, ancien ministre.

Denis PÉROUSE, président du Syndicat des Armateurs de France

J-B POMEY, inspecteur général des Postes et Télégraphes.

INSTITUT DE T. S. F.

DE

L'ÉCOLE DU GÉNIE CIVIL

Fondée en 1905 — J. GALOPIN, , Ingénieur-Directeur

152, avenue de Wagram, PARIS-17

COURS SUR PLACE. — COURS PAR CORRESPONDANCE

P. T. T. : Diplômes d'opérateurs de 1^{re} et 2^e classe.

Marine marchande : Brevets d'officiers.

Marine militaire : Manipulants, lecteurs au son, chefs de poste.

Armée : Manipulants et lecteurs au son pour le 8^e Génie et l'Aviation, chefs de poste et élèves officiers.

Amateurs : Diplôme spécial délivré par l'Ecole.

Brochure n° 806 gratis.



SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Avis aux Sociétaires

RENOUVELLEMENT DES COTISATIONS POUR 1926

*Dans le but de faciliter les opérations de recouvrement des cotisations et de **supprimer les frais considérables d'encaissement** par la poste, les membres de la Société **sont instamment priés** de vouloir bien adresser dès maintenant leurs cotisations pour 1926 (autant que possible par chèque postal pour la France), à*

Monsieur le Trésorier des Amis de la T. S. F.

3, rue d'Antin, PARIS (2^e)

Compte de chèques postaux n° 697.38.

Prière d'indiquer en même temps son numéro d'inscription qui se trouve sur la carte de sociétaire et sur l'adresse d'envoi de L'ONDE ÉLECTRIQUE ou de LA T. S. F. POUR TOUS.

Nous rappelons que les cotisations sont de :

- 25 francs** pour les particuliers membres titulaires recevant L'ONDE ÉLECTRIQUE seulement ;
- 35 francs** pour les particuliers membres titulaires recevant L'ONDE ÉLECTRIQUE et LA T. S. F. POUR TOUS.
- 100 francs** pour les collectivités membres titulaires.
- 15 francs** pour les membres associés recevant LA T. S. F. POUR TOUS.

*La cotisation des membres titulaires qui, âgés de moins de 21 ans, sont en cours d'études ou de préparation professionnelle, est réduite à **15 francs** ou **25 francs** selon qu'ils reçoivent L'ONDE ÉLECTRIQUE seulement ou les deux revues.*

*Les membres résidant à l'étranger doivent verser, pour frais postaux, un supplément de **6 francs** ou de **12 francs** suivant qu'ils reçoivent une ou deux revues.*

ÉTUDE ANALYTIQUE DE L'ÉMISSION ET DE LA MODULATION PAR LAMPES TRIODES

Par Raymond MAILLET,

Ingénieur au Corps des Mines.

SOMMAIRE. — Dans les premières études sur les générateurs à triodes, on s'est occupé presque exclusivement du fonctionnement à la limite d'entretien. Sur la caractéristique réduite, le point représentatif se déplace alors, au cours d'une période, tout au long de la branche ascendante, mais ne s'engage pas sur les branches horizontales.

On peut obtenir des rendements plus élevés en s'écartant de ce fonctionnement limite. D. C. Prince ⁽¹⁾ a étudié le cas où le point représentatif s'engage sur la branche horizontale inférieure, et le lieutenant de vaisseau Blanchard ⁽²⁾ celui où ce point s'engage successivement sur les deux branches horizontales; alors pendant une fraction de période, le courant dans le circuit de plaque est nul, il y conserve au contraire la valeur de saturation pendant une autre fraction de la période. Chaque cas de fonctionnement est défini par les valeurs numériques de deux paramètres, par exemple, le maximum et le minimum de la tension totalisée, ou encore les phases α et β , de Blanchard, auxquelles le courant plaque atteint et abandonne la valeur zéro et la valeur de saturation.

On se propose de reprendre ici l'étude faite par le lieutenant de vaisseau Blanchard, en modifiant certaines de ses hypothèses et en apportant des tables numériques. Dans une deuxième partie, on s'efforcera de serrer la réalité de plus près en tenant compte des phénomènes énergétiques dans le circuit grille. Enfin, en dernier lieu, on abordera le problème de la modulation qui se pose ainsi : Quelle sera, pour une valeur donnée quelconque du paramètre de modulation, la puissance utile fournie par le générateur ?

1. Notations. — La branche ascendante d'une caractéristique de triode est une courbe à longue inflexion, assimilable sans erreur importante à sa tangente d'inflexion. Soient f la pente de cette tangente (« Steilheit » des auteurs de langue germanique) et g la conductance maximum de plaque. Ces deux constantes se relient au coefficient d'amplification K et à la résistance intérieure minima ρ par les relations évidentes :

$$g = \frac{1}{\rho}; \quad f = \frac{K}{\rho}; \quad \rho = \frac{1}{g}; \quad K = \frac{f}{g}$$

Soient encore w la tension de grille et v la tension de plaque à l'instant t ; s l'intensité de saturation. On peut désigner sous le nom de *paramètre caractéristique* la grandeur z définie par la relation

$$(I) \quad z = \frac{fw + gv}{s}$$

⁽¹⁾ D. C. Prince. Vacuum tubes as power oscillators, *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, juin, août et octobre 1923.

⁽²⁾ Lieutenant de vaisseau Blanchard. Etablissement des avant projets d'émetteurs à triodes, *L'Onde Électrique*, juillet 1924.

Soit i l'intensité dans le circuit plaque. La caractéristique de la triode est définie par les trois relations suivantes :

$$(2) \quad \begin{cases} i = 0 & \text{pour } z \leq 0 \\ i = zs & \text{pour } 0 < z < 1 \\ i = s & \text{pour } z \geq 1. \end{cases}$$

La dernière égalité n'est toutefois vérifiée que si le courant de grille reste faible, c'est-à-dire si le rapport $\frac{10}{v}$ ne devient pas trop fort. Ce point sera soigneusement précisé plus loin.

2. Forme des oscillations. — Soient ω la pulsation propre du circuit oscillant dans lequel la triode entretient des oscillations; j la valeur instantanée de l'intensité dans ce circuit oscillant.

1. — Pendant une première fraction de la période, le paramètre caractéristique est négatif et, à l'exception de l'intensité dans le circuit plaque qui reste nulle

$$(3) \quad i = 0,$$

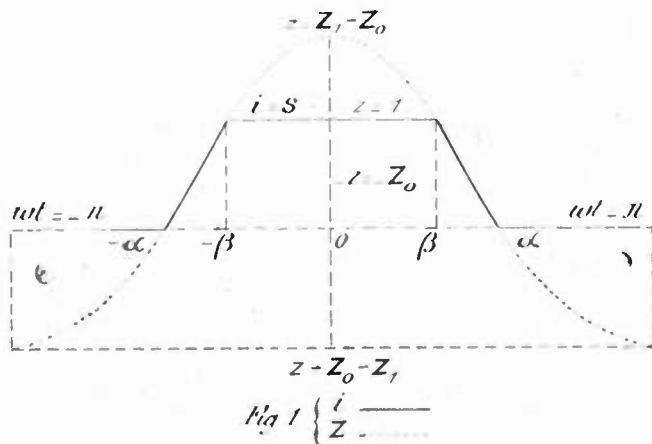
toutes les grandeurs périodiques attachées au système (j , v , w , z , par exemple) sont régies par une loi de la forme

$$(4) \quad \frac{d^2 *}{dt^2} + 2\delta \frac{d*}{dt} + \omega^2 (* - *_{\infty}) = 0$$

δ désignant le facteur d'amortissement du circuit oscillant. On peut négliger en pratique δ^2 devant ω^2 et la loi intégrale est de la forme

$$(5) \quad * - *_{\infty} = K_1 e^{-\delta t} \cos(\omega t + K_2)$$

mais δt reste petit pendant toute la durée de la fraction de période



pourvu que δ ne soit pas trop grand ni ω trop faible, et on conserve alors une très bonne approximation en posant simplement

$$(6) \quad * - *_{\circ} = K_1 \cos(\omega t + K_2)$$

II — Pendant une seconde fraction de période, le paramètre caractéristique z croît de zéro à un. Toutes les grandeurs attachées au système, y compris l'intensité i dans le circuit de plaque

$$(7) \quad i = z s$$

sont régies par une loi de la forme

$$(8) \quad \frac{d^2 *}{dt^2} + 2(\delta - \gamma) \frac{d *}{dt} + \omega^2 (* - *_{\circ}) = 0$$

la pulsation ω conservant pratiquement la valeur qu'elle avait dans la formule (4), tant que la résistance interne de la triode reste grande vis-à-vis de la résistance totale d'amortissement du circuit oscillant. Dans l'équation (8) γ représente le facteur d'accroissement et l'incrément $\frac{2\pi\gamma}{\omega}$ est supérieur au décrement $\frac{2\pi\delta}{\omega}$ puisque, par hypothèse, il y a entretien des oscillations. Mais $(\gamma - \delta)^2$ n'en est pas moins négligeable devant ω^2 et la loi intégrale est donc de la forme

$$(9) \quad * - *_{\circ} = K_1 e^{(\gamma - \delta)t} \cos(\omega t + K_2)$$

et ici encore on conserve une très bonne approximation en posant

$$(10) \quad * - *_{\circ} = K_1 \cos(\omega t + K_2)$$

pourvu que l'incrément $\frac{2\pi\gamma}{\omega}$ ne soit pas trop grand, ce qui revient à dire que la deuxième fraction de période ne doit pas être trop courte : en notations du lieutenant de vaisseau Blanchard, l'angle ξ ne doit pas être trop voisin de l'angle α .

III. — Pendant la troisième fraction de période, le paramètre caractéristique z reste supérieur à l'unité et les circonstances sont identiques à celle de la première fraction de période, à cela près que l'intensité de plaque au lieu d'être nulle est égale à sa valeur de saturation.

$$(11) \quad i = s.$$

IV. — Enfin, pendant la quatrième fraction de période, le paramètre caractéristique z décroît de 1 à 0, et tout ce qui a été dit de la seconde fraction de période s'applique sans modification.

De l'étude précédente, il résulte que toutes les grandeurs attachées au circuit oscillant, ainsi que le paramètre caractéristique z , obéissent, dans chaque fraction de période, à une loi sinusoïdale

$$(6-10) \quad * - *_{\circ} = K_1 \cos(\omega t + K_2)$$

($\ast_0$ désignant bien entendu la valeur statique de $\ast$). Les conditions de continuité aux limites des fractions de période exigent que l'amplitude K_1 et la phase K_2 attachées à une grandeur $\ast$ soient les mêmes pour toutes les fractions de période. En d'autres termes, les grandeurs $\ast$ attachées au circuit oscillant, telles que : $\left(j, \frac{dj}{dt}, \int j dt, v, w, z, \frac{dz}{dt}\right)$ sont des fonctions sinusoidales simples, sous réserve des approximations faites plus haut. Pratiquement donc, les termes harmoniques des $\ast$ sont négligeables. Il en va tout autrement de l'intensité de plaque i , comme il résulte du rapprochement des trois formules (3), (10) et (11). On voit en outre que, entre les branches horizontales $i=0$ et $i=s$ de la courbe $i(t)$, la branche inclinée est un arc de sinusode et non pas un segment de droite comme le lieutenant de vaisseau Blanchard le suppose (*loc. cit.*). Cette simplification, légitime lorsque $(\alpha - \beta)$ est assez faible sans que β soit trop petit, conduit dans le cas contraire à des erreurs inadmissibles. C'est ainsi que dans le fonctionnement à la limite d'entretien, qui correspond, on s'en assurerait aisément, à

$$\alpha = \pi \quad \beta = 0$$

la formule (24) de Blanchard donne pour le rendement la valeur

$$\rho = \left(1 - \frac{P}{v_0}\right) \frac{2(\cos \beta - \cos \alpha)}{\alpha^2 - \beta^2} = \frac{v_1}{v_0} \frac{4}{\pi^2}$$

voisine de $0,4 \frac{v_1}{v_0}$, alors que la vraie valeur de ρ est $0,5 \frac{v_1}{v_0}$ (*cf.* Gutton, *La lampe à trois électrodes*), plus forte de 25 pour 100 que la valeur calculée d'après Blanchard.

3 Fractionnement de la période. — Soient V_0 et $-W_0$ les tensions constantes appliquées à la plaque et à la grille de la triode; V_1 et W_1 désignant les amplitudes des oscillations des potentiels de ces deux électrodes.

En faisant la seule hypothèse que les tensions grille w et plaque v sont en opposition de phases, on peut écrire :

$$(12) \quad w = -W_0 + W_1 \cos \omega t$$

$$(13) \quad v = V_0 - V_1 \cos \omega t.$$

En posant d'ailleurs

$$(14) \quad Z_0 = \frac{f W_0 - g V_0}{s}$$

$$(15) \quad Z_1 = \frac{f W_1 - g V_1}{s}$$

on a :

$$(16) \quad z = -Z_0 + Z_1 \cos \omega t.$$

Le courant de plaque i abandonne la valeur zéro au temps $t' = -\frac{\alpha}{\omega}$ et y revient à l'instant $t' = \frac{\alpha}{\omega}$ l'angle α étant défini par la condition

$$z = 0$$

d'où

$$(17) \quad \cos \alpha = \frac{Z_0}{Z_1}.$$

Le courant de plaque garde sa valeur de saturation pendant l'intervalle $\left(t'' = -\frac{\beta}{\omega}, t'' = \frac{\beta}{\omega}\right)$ avec, pour définir l'angle β , la condition

$$z = 1$$

d'où

$$(18) \quad \cos \beta = \frac{1 + Z_0}{Z_1}.$$

Aux paramètres α et β de Blanchard, on peut substituer leur somme φ et leur différence η . La somme :

$$(19) \quad \varphi = \alpha + \beta$$

est dite *angle moyen d'ouverture du courant plaque* (Blanchard); d'ailleurs :

$$(20) \quad \eta = \alpha - \beta$$

est l'*angle d'action du courant plaque*. Des relations (17) et (18) on déduit :

$$(21) \quad 2Z_0 + 1 = \cotg \frac{\varphi}{2} \cotg \frac{\eta}{2}$$

$$(22) \quad 2Z_1 = \operatorname{cosec} \frac{\varphi}{2} \operatorname{cosec} \frac{\eta}{2}$$

$$(23) \quad Z_1 - Z_0 = \frac{1}{2} \left(1 - \cotg \frac{\varphi}{2} \cotg \frac{\eta}{2} + \operatorname{cosec} \frac{\varphi}{2} \operatorname{cosec} \frac{\eta}{2} \right).$$

4. Puissance totale, puissance utile et rendement. — La puissance totale T débitée par la source anodique de force électromotrice V_0 est :

$$T = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{+\frac{\pi}{\omega}} V_0 i dt$$

ou

$$T = \frac{1}{\pi} \int_0^\alpha V_0 i d(\omega t)$$

l'intégration est immédiate et en posant

$$(24) \quad T = M V_0 s$$

on trouve pour le *facteur de puissance totale* M l'expression

$$(25) \quad M = \frac{I}{\pi} \left[\frac{\varphi}{2} + \cotg \frac{\varphi}{2} \left(1 - \frac{\theta}{2} \cotg \frac{\theta}{2} \right) \right]$$

D'ailleurs $V_1 \cos \omega t$ est la force contre électromotrice qui, s'opposant au passage du courant plaque, produit la puissance utile U

$$U = \frac{\omega}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{\omega}}^{+\frac{\pi}{\omega}} V_1 \cos \omega t \cdot i \cdot dt$$

$$U = \frac{I}{\pi} \int_0^{\varphi} V_1 \cos \omega t \cdot i \cdot d(\omega t)$$

L'intégration ne souffre pas de difficulté et en posant

$$(26) \quad U = F V_1 s$$

on trouve pour le *facteur de puissance utile* F l'expression

$$(27) \quad F = \frac{I}{4\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \varphi}{\sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}$$

la puissance dissipée en chaleur sur l'anode est :

$$(28) \quad T - U = s (M V_0 - F V_1)$$

et le rendement de l'émetteur à triode est :

$$(29) \quad \rho = \frac{U}{T} = \frac{F \cdot V_1}{M \cdot V_0}$$

Dans la formule précédente, on ne fait entrer en ligne de compte ni les pertes grilles ni la consommation du filament. Or, pour les triodes de petite et moyenne puissance, il faut, pour maintenir le filament à l'incandescence, dépenser une puissance égale environ au quart de la puissance maximum dissipable par l'anode. D'ailleurs, pour que ρ soit voisin de l'unité, il faut que U soit faible et le rendement total — compte tenu de la perte filament — est alors médiocre. Aussi ne recherchera-t-on pas de fonctionnements à trop faible ouverture φ .

5. L'impossible condition. — Les formules précédentes montrent que, toutes choses égales d'ailleurs, il y a intérêt à rendre l'amplitude V_1 aussi grande que possible. Mais il est impossible en fait

d'accroître indéfiniment cette amplitude et V_1 doit rester sensiblement inférieur à V_0 , afin que, alors que z est maximum, le rapport $\frac{w}{v}$ ne soit pas excessif, et qu'en d'autres termes, le courant grille reste négligeable vis à-vis du courant plaque i .

La condition à satisfaire :

$$(30) \quad \frac{w}{v} \leq \varepsilon$$

ε désignant le coefficient de Prince, s'écrit ici :

$$\frac{W_1 - W_0}{V_0 - V_1} \leq \varepsilon$$

et si l'on y remplace les W par leurs valeurs tirées de (14) et (15) il reste :

$$(31) \quad (Z_1 - Z_0) \frac{s}{\varepsilon f + g} \leq V_0 - V_1.$$

Blanchard propose pour la *tension de plaque perdue* la valeur

$$(32) \quad P = \frac{V_s}{1 + \varepsilon K}$$

qui, avec les notations actuelles, s'écrit :

$$(33) \quad V_0 - V_1 = \frac{s}{\varepsilon f + g}.$$

En rapprochant cette relation de la condition (31) on écrit celle-ci sous la forme simple :

$$(34) \quad Z_1 - Z_0 \leq 1.$$

Or, $Z_1 - Z_0$ reste toujours supérieur à l'unité si l'angle β est réel et différent de zéro. Il est impossible de satisfaire à cette condition, sauf en faisant $\beta = 0$, car il vient alors :

$$Z_1 - Z_0 = 1.$$

L'impossibilité précédente est d'ailleurs évidente sans calculs : la formule de Blanchard (32) s'obtient en écrivant que le rapport $\frac{w}{v}$ est égal au coefficient de Prince ε lorsque le paramètre caractéristique z est égal à l'unité : si on fait alors croître z au delà de l'unité en ajoutant à la tension grille w sans modifier la tension de plaque v , il est évident que le rapport $\frac{w}{v}$ croît au delà de sa valeur initiale ε , et que la condition de Prince ne peut plus être satisfaite si on conserve pour la tension de plaque perdue la valeur de Blanchard.

Le problème devient possible dans le cas où l'angle β est imagi-

naire ou nul, c'est-à-dire dans le cas où la troisième fraction de période ($z > 1$) disparaît.

C'est l'hypothèse dans laquelle se place Prince quand il écrit (*loc. cit*)

$$(35) \quad z = (1 + c) \cos \omega t - c.$$

On ne s'imposera pas ici cette restriction. En continuant à désigner par P la grandeur calculée par la formule de Blanchard

$$(36) \quad P = \frac{s}{\varepsilon f + g}$$

on adoptera pour la tension de plaque perdue la valeur

$$(37) \quad N = P (Z_1 - Z_0)$$

qui permet de satisfaire la condition de Prince réduite à l'égalité

$$\text{limite} \quad \frac{w}{v} = :$$

6. Établissement du projet d'émetteur. — Les données du problème forment trois groupes :

Premier groupe. — Des grandeurs attachées au circuit oscillant : sa pulsation ω et sa résistance totale d'amortissement R , somme de la résistance ohmique, de la résistance de rayonnement et éventuellement de toutes les autres résistances équivalentes aux différentes pertes.

Deuxième groupe. — Des grandeurs attachées à la triode :

Sa pente f ;

Sa conductance maximum de plaque g ;

Son courant de saturation s ;

La constante de Blanchard P ;

Le maximum admissible A pour la tension anodique.

Le maximum admissible Q pour l'énergie dissipée à l'anode

De cette grandeur Q on tire le *coefficient limite de dissipation interne* C par la relation $C = \frac{Q}{V_0 s}$.

Troisième groupe. — Les angles θ et φ , que l'on peut choisir arbitrairement à l'intérieur du domaine

$$0 \leq \theta \leq \varphi \leq \pi$$

ou sur les frontières de ce domaine. Les formules :

$$M = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\varphi}{2} + \cotg \frac{\varphi}{2} \left(1 - \frac{\theta}{2} \cotg \frac{\theta}{2} \right) \right]$$

$$F = \frac{1}{4\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \varphi}{\sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}$$

$$2Z_0 + 1 = \cotg \frac{\theta}{2} \cotg \frac{\varphi}{2}$$

$$2Z_1 = \operatorname{cosec} \frac{\theta}{2} \operatorname{cosec} \frac{\varphi}{2}$$

permettent de calculer M, F, Z_0 , Z_1 et $Z_1 - Z_0$. En fait on tirera les valeurs de ces grandeurs des tables ou de l'abaque que nous donnons plus loin.

La tension statique de plaque V_0 sera en général prise égale au maximum admissible A.

La tension de plaque perdue sera réduite au minimum possible :

$$(P1) \quad N = P(Z_1 - Z_0)$$

d'ailleurs

$$(P2) \quad V_1 = V_0 - N$$

Avant d'aller plus avant on s'assurera que l'énergie dissipée sur l'anode n'excède pas le maximum admissible Q :

$$M V_0 s - F V_1 s \leq C V_0 s$$

condition qui se réduit à :

$$M - \left(1 - \frac{N}{V_0}\right) F \leq C.$$

Si cette condition n'était pas satisfaite, il faudrait retoucher les valeurs choisies pour θ et φ , et réduire l'angle moyen d'ouverture du courant plaque φ . La condition étant satisfaite, on tirera W_0 et W_1 des équations (14) et (15) ce qui donne :

$$(P3) \quad W_0 = \frac{s Z_0 + g V_0}{f}$$

$$(P4) \quad W_1 = \frac{s Z_1 + g V_1}{f}$$

Les puissances totale T et utile U se tireront des relations (24) et (26),

$$(P5) \quad T = M V_0 s$$

$$(P6) \quad U = F V_1 s.$$

L'intensité maximum J du courant oscillant principal sera donné par :

$$(P\ 7) \quad J = \sqrt{\frac{2U}{R}}$$

l'intensité efficace J_{eff} étant d'ailleurs :

$$J_{eff} = \sqrt{\frac{U}{R}}$$

Les modules X et Y des résistances complexes $Xe^{i\Xi}$ et $Ye^{i\Upsilon}$ dans lesquelles le passage du courant oscillant principal provoque l'apparition des tensions $W_1 \cos \omega t$ et $-V_1 \cos \omega t$ sont alors donnés par :

$$(P\ 8) \quad X = \frac{V_1}{J}$$

$$(P\ 9) \quad Y = \frac{W_1}{J}$$

Les phases Ξ et Υ ne sont pas exactement déterminées. Seule leur différence doit satisfaire la condition :

$$\Xi - \Upsilon = \pi$$

afin que w et v soient bien en opposition de phases comme on l'a postulé au début de cette étude.

Il y a lieu d'ajouter que, si le courant de plaque i traverse aussi les résistances $Xe^{i\Xi}$ et $Ye^{i\Upsilon}$, les calculs précédents ne subsistent qu'autant que le courant de saturation s est petit vis-à-vis du courant oscillant principal J , ce qui est toujours le cas en pratique.

En posant :

$$(38) \quad \Delta = fY - gX$$

on déduit des équations (P 8) et (P 9) la relation :

$$(39) \quad J\Delta = sZ_1.$$

De même on déduit de (P 8), (P 6) et (P 7)

$$J = \frac{V_1}{X} = \frac{U}{FsX} = \frac{RJ^2}{2FsX}$$

d'où :

$$J = \frac{2FsX}{R}$$

En posant :

$$(40) \quad \Omega = \frac{R}{2\Delta X}$$

on a donc d'après (39)

$$(41) \quad \Omega = \frac{F}{Z_1} = \frac{1}{2\pi} (\theta - \sin \theta \cos \varphi)$$

formule qui sera utilisée plus loin. On vérifierait sans peine que 2Ω représente le rapport du décrement à l'incrément (cf § 2).

7. Domaine et tables. — Le domaine des angles α, β est évidemment défini par :

$$0 \leq \beta \leq \alpha \leq \pi.$$

En passant aux variables θ et φ , il vient :

$$0 \leq \varphi - \theta \leq \varphi + \theta \leq 2\pi$$

et ces inégalités se réduisent à :

$$0 \leq \theta \leq \varphi$$

$$\varphi + \theta \leq 2\pi$$

Ce domaine est divisé en deux parties égales par la ligne :

$$\varphi = \pi$$

et seul le domaine

$$(D_1) \quad 0 \leq \theta \leq \varphi \leq \pi$$

est utilisable pour la pratique.

A tout point $P_1 (\varphi < \pi, \theta)$ du demi-domaine D_1 , on fait en effet

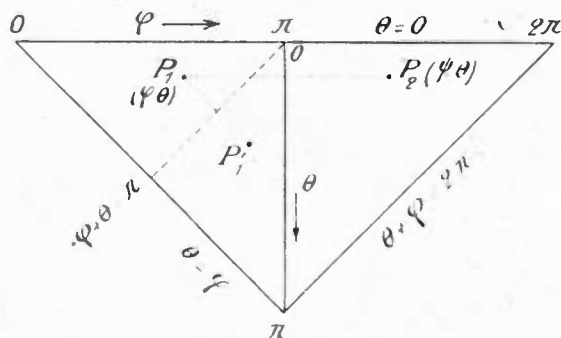


Fig. 3.

correspondre le point $P_2(\psi, \theta)$ du demi-domaine D_2 qui lui est symétrique par rapport à la droite :

$$\varphi = \pi$$

qui sépare D_1 et D_2 .

On a :

$$\psi = 2\pi - \varphi$$

et il vient donc, d'après (21), (22), (25) et (27)

$$Z_0(\varphi) + Z_0(\psi) = -1$$

$$Z_1(\varphi) = Z_1(\psi)$$

$$M(\varphi) + M(\psi) = 1$$

$$F(\varphi) = F(\psi)$$

et comme $M(\varphi)$ reste inférieur à $\frac{1}{2}$ on a donc :

$$M(\psi) \geq \frac{1}{2} \geq M(\varphi)$$

(l'égalité n'ayant lieu que pour $\varphi = \psi = \pi$). Le domaine D_2 n'est donc pas utilisable pour la pratique puisque, à puissance utile égale, la puissance totale mise en œuvre est plus grande au point de fonctionnement P_2 qu'au point de fonctionnement P_1 .

Enfin, on notera qu'une symétrie autour de la ligne $\varphi + \theta = \pi$, qui change $P_1(\varphi, \theta)$ en $P'_1(\pi - \theta, \pi - \varphi)$, transforme $2Z_0 + 1$ en son inverse

$$2Z_0(P_1) + 1 = \frac{1}{2Z_0(P'_1) + 1}.$$

On trouve ci-après six tables numériques qui font connaître respectivement :

$$\begin{array}{c} Z_1 - Z_0 \\ Z_0 \\ Z_1 \\ M \\ F \\ \Omega \end{array}$$

avec quatre chiffres significatifs en général : une telle précision est évidemment inutilisable en pratique, mais il a paru aussi avantageux de conserver, pour faciliter des interpolations, les décimales données par les calculs faits à la table de logarithmes, que de les supprimer.



40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\frac{\varphi}{\theta}$
∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	0
1.128	1.347	1.600	1.880	2.188	2.532	2.924	3.379	20°
1.	1.045	1.137	1.256	1.395	1.556	1.742	1.962	40°
	1	1.024	1.079	1.155	1.249	1.363	1.5	60°
		1.	1.015	1.054	1.111	1.185	1.278	80°
			1	1.012	1.042	1.089	1.153	100°
				1	1.009	1.035	1.077	120°
					1'	1.008	1.032	140°
						1.	1.008	160°
							1.	180°

Table J
 $\frac{Z_1}{Z_1 - Z_0}$

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\frac{\varphi}{\theta}$
∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	?	0
7.291	4.412	2.879	1.879	1.137	0.532	0	-0.5	20°
3.274	1.879	1.137	0.653	0.293	0	-0.258	-0.5	40°
	1.	0.532	0.227	0	-0.185	-0.347	-0.5	60°
		0.210	0	-0.156	-0.283	-0.395	-0.5	80°
			-0.148	-0.258	-0.347	-0.426	-0.5	100°
				-0.333	-0.395	-0.449	-0.5	120°
					-0.434	-0.468	-0.5	140°
						-0.485	-0.5	160°
							-0.5	180°

Table II
 $\frac{Z_0}{Z_0}$

$\varphi \rightarrow$

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\varphi \backslash \theta$
∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	0°
8.419	5.759	4.479	3.759	3.325	3.064	2.924	2.879	20°
4.274	2.924	2.274	1.908	1.688	1.556	1.484	1.462	40°
	2	1.556	1.305	1.155	1.064	1.015	1	60°
		1.210	1.015	0.898	0.828	0.790	0.778	80°
			0.852	0.754	0.695	0.663	0.653	100°
				0.667	0.614	0.586	0.577	120°
					0.566	0.540	0.532	140°
						0.515	0.508	160°
							0.5	180°

Table III
Z'

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\varphi \backslash \theta$
1089	1592	2046	2438	2757	2991	3135	3183	0°
1166	1631	2065	2444	2752	2980	3120	3167	20°
1399	1753	2123	2459	2739	2948	3076	3120	40°
	1955	2220	2488	2720	2897	3008	3045	60°
		2355	2533	2700	2833	2919	2948	80°
			2599	2684	2764	2817	2836	100°
				2682	2697	2713	2720	120°
					2646	2620	2614	140°
						2555	2533	160°
							2500	180°

Table IV
F

$\varphi \rightarrow$

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	φ
1111	. 1667	2222	2778	. 3333	3889	. 4444	. 5000	0°
. 1200	1723	2261	. 2805	. 3352	3901	. 4450	5000	20°
. 1469	. 1892	2377	. 2887	. 3408	. 3936	. 4468	5000	40°
	2180	. 2575	3026	3504	3997	. 4497	5000	60°
		2859	3227	. 3642	. 4083	4539	5000	80°
			3493	3825	. 4199	. 4595	5000	100°
				. 4060	. 4347	4666	5000	120°
					. 4532	4756	5000	140°
						4868	5000	160°
							5000	180°

Table V
M

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	φ
0	0	0	0	0	0	0	0	0°
0139	0283	. 0461	0650	. 0828	0973	1067	. 1100	20°
. 0327	. 0600	. 0933	1289	1622	1895	2072	2134	40°
	. 0977	1427	1906	. 2356	2722	2962	3045	60°
		. 1914	2494	3005	3423	3693	3790	80°
			3050	. 3561	3978	4251	4345	100°
				. 4022	4389	4628	4711	120°
					4672	4850	4912	140°
						. 4956	4989	160°
							. 5000	180°

Table VI
 Ω

L'abaque de la figure 3 illustre les tables numériques

Enfin, on peut remarquer que, lorsque l'angle d'action est petit,

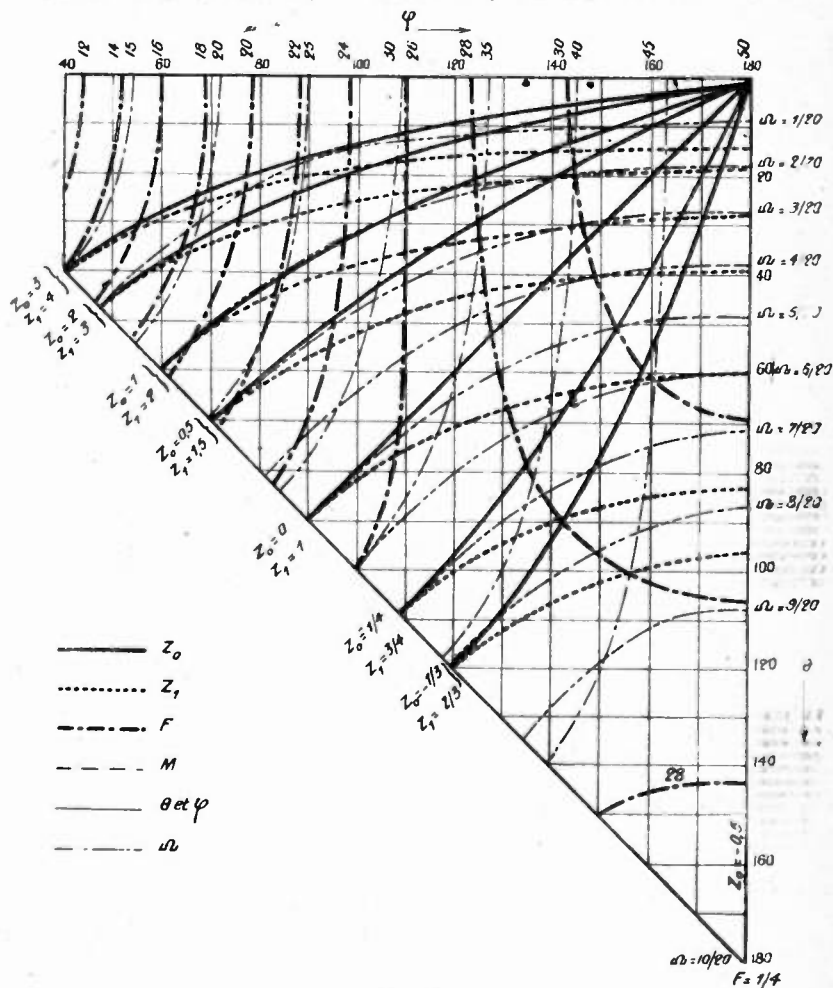


Fig. 3.

les formules (25) et (27) peuvent être remplacées par les expressions plus simples

$$(42) \quad M = \frac{1}{\pi} \frac{\varphi}{2}$$

$$(43) \quad F = \frac{1}{\pi} \sin \frac{\varphi}{2}$$

à quoi se réduisent les expressions générales (25) et (27) quand l'angle d'action θ tend vers zéro.

D'ailleurs, les dérivées $\frac{\partial M}{\partial \theta}$ et $\frac{\partial F}{\partial \theta}$ sont nulles pour $\theta = 0$, ce qui montre que les formules (42) et (43) sont exactes au second ordre près.

Au point ($\varphi = \pi$, $\theta = 0$) les dérivées partielles $\frac{\partial F}{\partial \varphi}$ et $\frac{\partial F}{\partial \theta}$ sont nulles et F passe par un maximum vrai égal à $\frac{1}{\pi}$: c'est le point de fonctionnement au maximum de puissance utile :

$$(44) \quad U_{\max} = \frac{As}{\pi}$$

Pratiquement, on ne peut pas se placer en ce point même car l'amplitude Z_1 y est infinie, mais on peut rester dans son voisinage, de manière à obtenir une puissance utile voisine du maximum (44) tout en conservant des valeurs acceptables pour $Z_1 - Z_0$ et le courant grille. Il faut toutefois, pour cela, que le coefficient limite de dissipation interne C soit supérieur à $\frac{1}{2} - \frac{1}{\pi}$ soit à 20 pour 100 en chiffres ronds. Il en est ainsi pour les triodes de faible puissance. Pour les Philips Z3, Z4 et Z5, le coefficient limite de dissipation interne vaudrait 27 pour 100, 17 pour 100 et 13 pour 100, la puissance maximale dissippable sur l'anode étant respectivement de 120, 240 et 400 watts.

8. Généralisation de la méthode. — Dans tout ce qui précède, on a supposé que, pendant toute la troisième fraction de période, le courant plaque gardait sa valeur de saturation s ; en d'autres termes on a admis que le courant grille restait toujours négligeable vis-à-vis du courant plaque. Pour qu'il en soit ainsi, on a montré qu'il fallait satisfaire à la condition :

$$V_0 - V_1 \geq N = P(Z_1 - Z_0).$$

La tension de plaque ainsi perdue N est toujours supérieure à la tension de Blanchard P :

$$(36) \quad P = \frac{s}{\varepsilon f + g}.$$

La perte consentie est très appréciable. Pour la lampe E6 employée par MM. Dufour et Mesny (1), on a en effet :

$$s = 4 \quad f = 0015 \quad g = 000083$$

(1) A. Dufour et R. Mesny. Etude oscillographique de quelques émetteurs à triodes. *L'Onde Electrique*, novembre et décembre 1923.

et en admettant pour ε la valeur indiquée par Prince :

$$\varepsilon = 0,8$$

il vient : $P = 300$ volts (en chiffres ronds)

et comme le maximum admissible pour la tension plaque est :

$$A = 2000 \text{ volts}$$

il en résulte que la perte de puissance utile est :

$$\frac{N}{A} = \frac{P}{A} (Z_1 - Z_0) \geq 15 \text{ pour } 100.$$

Il y a donc lieu de rechercher si des résultats plus favorables ne peuvent pas être obtenus en s'affranchissant de la condition :

$$V_0 - V_1 \geq P (Z_1 - Z_0).$$

Pendant la troisième fraction de période, la tension plaque deviendra très faible vis-à-vis de la tension grille, le courant grille l deviendra important et le courant plaque i baissera au-dessous de sa valeur de saturation :

$$(45) \quad i = s - l.$$

On suppose que le courant de grille l reste inférieur à s .

La tension minimum de plaque sera très faible par hypothèse et

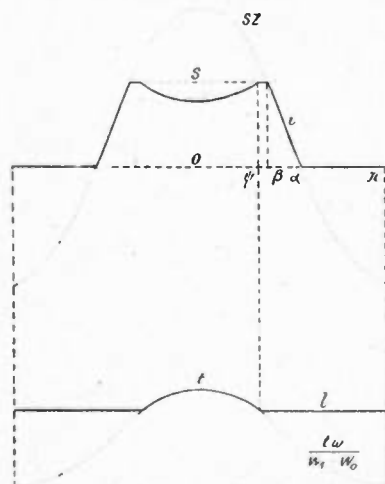


Fig. 4.

le courant maximum de grille t (*) sera donc défini comme le courant de grille pour une tension grille $W_1 - W_0$ et pour une tension plaque négligeable ou nulle.

Le courant de grille i abandonne la valeur zéro et y revient aux instants $t''' = \mp \frac{1}{\omega}$ tels que :

$$(47) \quad \begin{aligned} w &= 0 \\ \cos \psi &= \frac{W_0}{W_1} \end{aligned}$$

Pour que le courant de plaque i atteigne réellement la valeur de saturation s il faudrait

$$\psi \leq \beta$$

c'est à-dire :

$$\frac{W_0}{W_1} \geq \frac{1 + Z_0}{Z_1}$$

condition qui se réduit à :

$$V_1 < \left(V_0 - \frac{s}{g} \right) \frac{Z_1}{1 + Z_0}$$

et qui est difficile à satisfaire, car la parenthèse a une valeur voisine de zéro, et souvent négative.

$\frac{s}{g}$ représente en effet la tension plaque nécessaire pour atteindre le courant de saturation s avec une grille neutre, et très souvent le maximum admissible pour la tension plaque est voisin de cette valeur

$$A \approx \frac{s}{g}.$$

Mais il faut ajouter que, dans les fonctionnements au voisinage du maximum de puissance, $\frac{Z_1}{1 + Z_0}$ est très grand et, pour peu que la parenthèse soit positive, le second membre prend déjà une valeur notable. Dans ce cas, les angles β et ψ sont très voisins l'un de l'autre et de $\frac{\pi}{2}$ et peuvent être confondus sans erreur appréciable : le courant i atteint la valeur de saturation s et l'abandonne aussitôt.

Quoi qu'il en soit, d'ailleurs, des valeurs relatives de β et ψ , on voit que si l'on cesse de négliger le courant de grille i , les expressions

(*) La lettre t a déjà été employée pour désigner le temps ; mais elle est alors associée à la pulsation ω , en sorte qu'une confusion n'est pas à redouter.

données au paragraphe 5 pour la puissance totale T et la puissance utile U doivent être modifiées comme suit :

$$T = \frac{1}{\pi} \int V_0 (i - l) d(\omega t)$$

$$U = \frac{1}{\pi} \int V_1 \cos \omega t (i - l) d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int W_1 \cos \omega t l d(\omega t)$$

toutes les sommations devant être faites de 0 à π .

La deuxième intégrale apparaissant dans l'expression de U représente la puissance dissipée dans le circuit grille qui est la somme de la puissance absorbée par la contre-tension W_0 et de l'énergie calorifique G dégagée sur la grille.

On suppose que le courant grille l dépend uniquement de la tension grille w et on notera (pour $w > 0$)

$$(48) \quad l = \frac{tw}{W_1 - W_0}$$

on a alors :

$$T = \frac{1}{\pi} \int V_0 i d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int V_0 l d(\omega t)$$

$$U = \frac{1}{\pi} \int V_1 \cos \omega t i d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int V_1 \cos \omega t l d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int W_1 \cos \omega t l d(\omega t)$$

$$G = -\frac{1}{\pi} \int W_0 l d(\omega t) + \frac{1}{\pi} \int W_1 \cos \omega t l d(\omega t)$$

d'où

$$T = M(\alpha, \beta) V_0 s - M(\psi, 0) V_0 t$$

$$U = F(\alpha, \beta) V_1 s - F(\psi, 0) V_1 t - F(\psi, 0) W_1 t$$

$$G = -M(\psi, 0) W_0 t + F(\psi, 0) W_1 t.$$

9. Deuxième méthode d'établissement des projets. — Les données sont celles indiquées au paragraphe 6, auxquelles il faut ajouter la conductance de grille h et l'amplitude V_1 de la tension de plaque devenue arbitraire :

1^{er} Groupe : λ, ω, R ;

2^e Groupe : f, g, s, h, A, Q ;

3^e Groupe : φ, θ (d'où α et β), V_0 ($V_0 \leq A$) et V_1 .

En général V_1 sera voisin de V_0 , et légèrement inférieur à V_0 .

Les tables I, II et III donnent $Z_1 - Z_0, Z_0$ et Z_1 .

Il vient alors :

$$(P 11) \quad W_0 = \frac{s Z_0 + g V_0}{f}$$

$$(P 12) \quad W_1 = \frac{s Z_1 + g V_1}{f}.$$

On peut d'ailleurs opérer d'une manière un peu différente : prendre comme paramètres arbitraires W_1 , W_0 et W_1 , en déduire Z_0 et Z_1 , d'où α et β , et φ et θ . On a encore :

$$(P\ 13) \quad \cos \psi = \frac{W_0}{W_1}$$

$$(P\ 14) \quad t = h (W_1 - W_0)$$

équation que donne t en fonction de h ou, inversement, qui fixe h si on détermine la valeur de t en fonction de $W_1 - W_0$ par une lecture sur la caractéristique grille.

On cherche dans les tables IV et V les valeurs de :

$$\begin{aligned} F &= F(\varphi\ \theta) & F' &= F(\psi\ \psi) \\ M &= M(\varphi\ \theta) & M' &= M(\psi\ \psi) \end{aligned}$$

et il vient :

$$(P\ 15) \quad G = -M' W_0 t + F' W_1 t$$

(il pourra d'ailleurs être plus avantageux de déterminer G graphiquement comme le suggère Prince)

$$(P\ 16) \quad U = F V_1 s - F' V_1 t - F' W_1 t$$

$$(P\ 17) \quad T = M V_0 s - M' V_0 t.$$

On s'assure que $T - U$ n'exécède pas la limite admissible Q et que la puissance dissipée sur la grille G n'est pas non plus exagérée. Il vient ensuite :

$$(P\ 18) \quad J = \sqrt{\frac{2U}{R}}$$

$$(P\ 19) \quad X = \frac{V_1}{J}$$

$$(P\ 20) \quad Y = \frac{W_1}{J}$$

Les courants moyens I_c et L_c de grilles et de plaque, tels que les indiqueraient des ampèremètres à courant continu sont donnés par :

$$(P\ 21) \quad I_c = M s - M' t$$

$$(P\ 22) \quad L_c = M' t$$

et la résistance S à intercaler dans la grille sera donnée par :

$$(P\ 23) \quad S = \frac{W_0}{M' t}.$$

On peut bloquer l'amortissement grille avec les autres pertes qui

entrent dans l'évaluation de la résistance R. Il faut ajouter à R un terme correctif r défini par :

$$\frac{2}{J^2} = \frac{r}{F' W_1 t} = \frac{R}{U} = \frac{R + r}{U + F' W_1 t}$$

et au lieu de (P 18) on écrit alors :

$$(P 18 \text{ bis}) \quad J = \sqrt{\frac{2(U + F' W_1 t)}{R + r}}$$

Enfin, en posant encore :

$$(38) \quad \Delta = f Y - g X$$

on a :

$$J = \frac{s Z_1}{\Delta} = \frac{V_1}{X}$$

$$J^2 = \frac{s Z_1 V_1}{\Delta X} = \frac{2(U + F' W_1 t)}{R + r}$$

$$\Omega = \frac{R + r}{2 \Delta X} = \frac{U + F' W_1 t}{s Z_1 V_1}$$

et, en tenant compte de (P 16) :

$$(P 24) \quad \Omega = \frac{F}{Z_1} - \frac{F' t}{Z_1 \cdot s}$$

On voit en résumé combien est simple le calcul des éléments d'un émetteur triode : on se donne, outre les constantes d'appareil, les valeurs moyennes V_0 , W_0 et les amplitudes V_1 , W_1 des potentiels grille et plaque. On postule que les oscillations de ces potentiels sont en opposition, on en déduit les valeurs des courants grille et plaque; de la connaissance des éléments précédents, on tire les énergies par une série d'intégrations qui, rentrant toutes dans les deux types F et M, s'effectuent par simples lectures des tables IV et V. Les lois de Joule et d'Ohm suffisent alors à la détermination de l'intensité principale J, des modules X et Y résistances complexes de couplage, et de la résistance de grille S.

Quant à l'équation (P 24), qui est une conséquence des formules antérieures, elle exprime le principe de conservation de l'énergie appliqué au circuit oscillant principal. Ce circuit oscillant subit l'action :

- 1° D'un facteur d'amortissement δ correspondant à $(R + r)$;
- 2° D'un facteur d'accroissement γ correspondant à l'inclinaison de la caractéristique i ;
- 3° D'un facteur d'amortissement γ' correspondant à l'inclinaison de la caractéristique l .

On vérifierait aisément que l'on a :

$$2\Omega = \frac{\delta}{\gamma}$$

et

$$\gamma' = \gamma \frac{t \cos \frac{\psi}{2} \cos x}{1 - \cos \psi}.$$

Comme δ agit pendant toute la période tandis que γ et γ' agissent le premier de $-\alpha$ à $-\beta$ et de $+\beta$ à $+\alpha$ et le second de $-\psi$ à $+\psi$, on doit avoir :

$$\pi \delta + \gamma' (\psi - \sin \psi \cos \psi) = \gamma (\theta - \sin \theta \cos \theta)$$

et c'est bien ce qu'exprime l'équation (P 24).

10. Problème de la modulation. — On abordera d'abord le problème de la modulation en utilisant les hypothèses qui ont conduit aux formules du paragraphe 6. Il y a dix-sept grandeurs principales, savoir :

$$\begin{aligned} & R, J \\ & f, g, s \\ & V_0, W_0, Z_0 \\ & V_1, W_1, Z_1 \\ & F, M \\ & U, T \\ & X, Y \end{aligned}$$

reliées par neuf équations dont les sept premières sont :

$$\begin{aligned} (P3) \quad & sZ_0 = fW_0 - gV_0 \\ (P4) \quad & sZ_1 = fW_1 - gV_1 \\ (P5) \quad & T = MV_0s \\ (P6) \quad & U = FV_1s \\ (P7) \quad & 2U = RJ^2 \\ (P8) \quad & V_1 = JX \\ (P9) \quad & W_1 = JY \end{aligned}$$

et les deux dernières s'obtiendraient par élimination de θ et φ entre les quatre relations :

$$(25) \quad M = \frac{1}{\pi} \left[\frac{\varphi}{2} + \cotg \frac{\varphi}{2} \left(1 - \frac{\theta}{2} \cotg \frac{\theta}{2} \right) \right]$$

$$(27) \quad F = \frac{1}{4\pi} \cdot \frac{\theta - \sin \theta \cos \varphi}{\sin \frac{\theta}{2} \sin \frac{\varphi}{2}}$$

$$(21) \quad 2Z_0 + 1 = \cotg \frac{\theta}{2} \cotg \frac{\varphi}{2}$$

$$(22) \quad 2Z_1 = \operatorname{cosec} \frac{\theta}{2} \operatorname{cosec} \frac{\varphi}{2}$$

Parmi les dix-sept grandeurs principales, huit peuvent donc être arbitrairement choisies et le problème de la modulation se réduit au calcul des neuf autres grandeurs.

11. Modulation par absorption. — La variable de modulation est R.

Sont données les valeurs de :

$$\begin{array}{c} f \cdot g \cdot s \\ V_0 W_0 \\ X Y \\ U \end{array}$$

L'équation (P3) donne Z_0 :

$$Z_0 = \frac{f W_0 - g V_0}{s}$$

et le point de fonctionnement (θ, φ) se déplacera donc, sur l'abaque de la figure 3, sans quitter une ligne

$$(M1) \quad Z_0 = \text{constante.}$$

En posant toujours :

$$(38) \quad \Delta = fY - gX$$

on a, d'après (P8), (P9) et (P4) :

$$J = \frac{V_1}{X} = \frac{sZ_1}{\Delta}$$

et en portant la valeur de V_1 dans (P6) on obtient la relation :

$$(M2) \quad U = FZ_1 \frac{X s^2}{\Delta}$$

qui définit FZ_1 en fonction des données. Inversement en tout point de la trajectoire (M1) FZ_1 a une valeur déterminée et (M2) fait alors connaître U en ce point.

Le réseau des courbes :

$$FZ_1 = \text{constante}$$

n'a pas été tracé sur la figure 3, mais on donnera plus loin une table des valeurs de FZ_1 en fonction de θ et φ .

12. Modulation par variation de la tension moyenne de grille. — La variable de modulation est W_0 .

Sont données les valeurs de :

$$\begin{array}{c} R \\ f \cdot g \cdot s \\ V_0 \\ X \cdot Y \\ U \end{array}$$

Le paramètre :

$$(40) \quad \Omega = \frac{R}{2 \Delta X}$$

reste constant et le point de fonctionnement se déplace sur une ligne :

$$(M3) \quad \Omega = \text{constante}$$

La formule (M2) reste applicable.

La connaissance de Ω et de FZ_1 équivaut à la connaissance de φ et de θ et le projet s'établit comme au paragraphe 6.

On peut remplacer la formule (M2) par la relation équivalente :

$$(M4) \quad U = F^2 \frac{X^2 s^2}{R}$$

et on voit, sur l'abaque de la figure 3, que pour obtenir un taux de modulation élevé, c'est-à-dire pour pouvoir amener successivement le point de fonctionnement sur des lignes F de côtes très différentes, il faut que ce point se déplace sur une ligne Ω de côte faible. En prenant par exemple :

$$\Omega = 5 \text{ pour cent}$$

on pourra (au moins théoriquement) faire varier F^2 de .025 à .100 environ, soit dans le rapport de 1 à 4.

13. Modulation par variation de la tension continue de plaque. —

La variable de modulation est V_0 .

Les formules (M3), (M2) et (M4) subsistent sans modifications. Ici encore il faut prendre Ω faible; c'est-à-dire que l'incrément doit encore être grand vis-à-vis du décrement; en d'autres termes le fonctionnement doit être réglé loin de la limite d'entretien ($2\Omega = 1$).

14. Modulation par variation de l'intensité de saturation. — La variable de modulation est s .

Sont données les valeurs de :

$$\begin{array}{c} R \\ f \cdot g \cdot s \\ V_0 \cdot W_0 \\ X \cdot Y \\ U \end{array}$$

On a encore :

$$(M3) \quad \Omega = \text{constante}$$

et d'ailleurs en combinant (P3) et (M2) on a :

$$(M5) \quad U = \frac{F Z_1}{Z_0^2} \cdot \frac{X}{\Delta} \cdot (f W_0 - g V_0)^2$$

relation à laquelle on peut substituer l'une des deux formules équivalentes :

$$(M6) \quad U = \left(\frac{F}{Z_0}\right)^2 \cdot \frac{2 X^2}{R} \cdot (f W_0 - g V_0)^2$$

$$(M7) \quad U = \left(\frac{Z_1}{Z_0}\right)^2 \cdot \frac{R}{2 \Delta^2} \cdot (f W_0 - g V_0)^2$$

On donne plus loin une table des valeurs de $\left(\frac{F}{Z_0}\right)^2$ en fonction de φ et θ .

L'expression (M6) devient singulière si Z_0 s'annule; si $f W_0 - g V_0$ est différent de zéro, cela signifie simplement que le courant de saturation s , nécessaire pour donner une puissance U infinie, est lui-même infini; si $f W_0 - g V_0 = 0$, on a simultanément :

$$(M8) \quad \Omega = \text{constante}; \quad Z_0 = 0$$

et le point de fonctionnement reste fixe; l'énergie U varie alors proportionnellement au carré du courant de saturation s

$$(M4) \quad U = s^2 \cdot \frac{2 F^2 X^2}{R}$$

15. Triode modulatrice en série, avec alimentation à potentiel constant. — On ramène aisément aux cas précédents l'étude de certains systèmes de modulation en apparence plus compliqués.

Soit à examiner le fonctionnement d'une oscillatrice et d'une modulatrice dont les espaces filament-plaque sont montés en série; on affecte respectivement les accents ' et '' aux grandeurs attachées à l'oscillatrice et à la modulatrice.

Soient V_0 la tension d'alimentation et i le courant débité. Tant que ce courant reste positif et inférieur au plus petit des deux courants s' et s'' , on a :

$$\begin{aligned} \rho' i &= K' w' + v' \\ \rho'' i &= K'' w'' + v'' \end{aligned}$$

et d'ailleurs on a :

$$V_0 = v' + v'' + V_1 \cos \omega t$$

il vient donc :

$$(\rho' + \rho'') i = -K' \left(W_0' - \frac{K''}{K'} w'' \right) + K' W_1' \cos \omega t + V_0 - V_1 \cos \omega t$$

et l'on voit sous cette forme que les deux triodes équivalent à un seul triode dont les caractéristiques sont définies par :

$$(49) \quad \rho = \rho' + \rho'' \quad g = \frac{g' g''}{g' + g''}$$

$$(50) \quad K = K' \quad f = \frac{f' g''}{g' + g''}$$

$$(51) \quad s = \text{le plus petit des deux courants } s' \text{ et } s'',$$

la variable de modulation étant la tension moyenne de grille — W_0 avec :

$$(52) \quad W_0 = W_0' - \frac{K''}{K'} W'' = W_0' - \frac{f'' g'}{f' g''} W''.$$

16. Modulation Latour. Oscillatrice et modulatrice en parallèle, alimentation à intensité constante I_0 . — On a évidemment :

$$0 \leq I_0 \leq s' + s'',$$

Entre les relations :

$$\begin{aligned} \rho' i' &= K' w' + v' \\ \rho'' i'' &= K'' w'' + v'' \\ i' + i'' &= I_0 \\ v'' &= v' + V_1 \cos \omega t \end{aligned}$$

l'élimination de $v' v''$ et i'' est immédiate et il vient :

$$(\rho' + \rho'') i' = \rho'' I_0 - K' \left(W_0' + \frac{K''}{K'} W'' \right) + K' W_1' \cos \omega t - V_1 \cos \omega t$$

et l'ensemble des deux triodes équivaut donc à un seul triode défini par :

$$(49) \quad \rho = \rho' + \rho'' \quad g = \frac{g' g''}{g' + g''}$$

$$(50) \quad K = K' \quad f = \frac{f' g''}{g' + g''}$$

$$(53) \quad s = \text{le plus petit des deux nombres } s' \text{ et } I_0$$

et la variable de modulation étant encore la tension moyenne de grille — W_0 , avec :

$$(54) \quad W_0 = W_0' + \frac{K''}{K'} w'' = W_0' + \frac{f'' g'}{f' g''} w''$$

et l'alimentation plaque étant faite sous le potentiel constant

$$(55) \quad V_0 = \rho'' I_0 = \frac{I_0}{g''}.$$

17. Tables numériques. — Les deux tables suivantes font connaître respectivement les valeurs numériques de FZ_1 et $\left(\frac{F}{Z_0}\right)^2$ en fonction des angles φ et θ .

$\psi \rightarrow$

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\frac{\psi}{\theta}$
∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	∞	0°
. 9817	. 9395	. 9252	. 9186	9151	9132	9123	9119	20°
. 5981	. 5125	. 4828	4693	. 4624	4586	. 4567	. 4561	40°
	3910	3454	. 3248	3141	3083	. 3054	3045	60°
		2850	. 2572	. 2481	. 2345	. 2305	. 2293	80°
			2214	. 2023	. 1920	1867	. 1851	100°
				. 1788	1657	1591	1571	120°
					. 1498	. 1416	. 1391	140°
						1317	. 1286	160°
							1250	180°

Table VII
FZ₁ $\psi \rightarrow$

40°	60°	80°	100°	120°	140°	160°	180°	$\frac{\psi}{\theta}$
0	0	0	0	0	0	0	?	0°
. 0003	. 0013	. 0051	. 0169	. 0586	. 3137	∞	. 4012	20°
. 0018	. 0087	. 0349	. 1420	. 8733	∞	1,424	. 3893	40°
	. 0382	. 1741	1.201	∞	2.458	7504	. 3709	60°
		1.256	∞	2,996	1,002	. 5462	3476	80°
			3.088	1,084	6332	4374	. 3217	100°
				6472	. 4663	3651	2960	120°
					. 3720	3137	. 2732	140°
						. 2781	. 2566	160°
							2500	180°

Table VIII
 $\left(\frac{Z_0}{F}\right)^2$

18. **Projets d'émetteurs modulés.** — L'avant-projet d'un émetteur modulé ayant été établi par les procédés si simples décrits aux paragraphes 11, 12 et 14, on reprendra les calculs du § 9, en se donnant les valeurs de

$$\begin{aligned} R \\ f \cdot g \cdot s \cdot h \\ V_0 \cdot W_0 \\ X \cdot Y \end{aligned}$$

Parmi ces neuf grandeurs figure la variable de modulation et on aura donc à répéter les calculs pour autant de valeurs de ce paramètre qu'on le désire.

19. **Émetteurs à excitation indépendante.** — On a jusqu'ici supposé que l'on avait à faire à des émetteurs auto-excitateurs. Il y a peu de chose à changer à ce qui a été dit, lorsqu'il s'agit d'un émetteur à excitation indépendante.

Au paragraphe 9, les formules (P 11) à (P 15) et (P 17) à (P 19) et (P 21) à (P 23) subsistent.

Mais avec la suppression de la résistance de couplage $Y e''$ γ disparaît l'équation (P 20).

L'auxiliaire Δ n'est plus défini par (38) mais par

$$\Delta = \frac{s Z_1}{J}$$

et Δ ne restera constante que si le rapport $\frac{W_1}{J}$ (que l'on peut continuer à désigner par Y) reste lui-même constant.

La disparition de la résistance de couplage $Y e''$ γ entraîne celle du dernier terme au second membre de (P 16). On a

$$(P. I. 16) \quad U = (Fs - F't) V_1$$

et la puissance E dissipée dans le circuit-grille est fournie par l'excitatrice :

$$(P. I. 15) \quad E = F' W_1 t = G + M' W_0 t$$

G représente la chaleur dégagée sur l'électrode-grille :

$M' t W_0$ est la puissance absorbée par la contre-tension W_0 , ou dissipée par effet Joule dans la résistance S :

$$M' t W_0 = S (M' t)^2.$$

La formule (P 18 bis) ne subsiste pas et l'équation (P 24) doit être remplacée par

$$(P. I. 24) \quad \frac{R}{2\Delta X} = \Omega = \frac{Fs - F't}{sZ_1}.$$

Quant aux formules (P3) à (P8) du § 6, elles ont été établies en faisant abstraction complète des phénomènes énergétiques dont le circuit grille est le siège.

20. Modulation sur la tension de l'excitatrice. — La modulation d'un émetteur à excitation indépendante par action sur la tension d'excitation peut, par exemple, être réalisée en reliant l'excitatrice à l'oscillatrice principale par l'intermédiaire d'un pont de Wheatstone ayant un microphone dans un de ses quatre bras. Le condensateur du circuit oscillant de l'excitatrice est monté sur une diagonale du pont. L'autre diagonale est embrochée dans le circuit-grille de l'amplificatrice-émettrice.

Le paramètre de modulation est W ,

Sont données :

$$\frac{R}{f \cdot g \cdot s} \\ V_0 \cdot W_0 \\ X \\ U$$

les formules (M1), (M4) et (M6) subsistent :

$$(M1) \quad Z_0 = \text{constante}$$

$$(M4) \quad U = F^2 \frac{2X^2 s^2}{R}$$

$$(M6) \quad U = \left(\frac{F}{Z_0}\right)^2 \cdot \frac{2X^2}{R} \cdot (fW_0 - gV_0)^2.$$

La table des valeurs de $\left(\frac{F}{Z_0}\right)^2$ a été donnée au § 17.

Pour avoir une modulation profonde, il faudra accepter une forte valeur de Z_0 , c'est-à-dire une tension moyenne de grille — W_0 fortement négative.

Raymond MAILLET.

AU SUJET DU RENDEMENT DES TRIODES

Par le Dr Balth. VAN DER POL et K. POSTHUMUS, ingénieur

SOMMAIRE. — Dans cet article les auteurs considèrent l'influence de l'allure du courant anodique sur le rendement et la puissance utile d'un poste émetteur. Ils donnent la preuve un peu plus exacte du fait que M. le lieutenant de vaisseau Blanchard a constaté dans un numéro précédent, à savoir que, pour une puissance fournie donnée, la forme optimum du diagramme du courant anodique est la forme rectangulaire

Nous avons lu avec beaucoup d'intérêt les remarques du lieutenant de vaisseau Blanchard (*Onde Électrique*, IV, 448, 1925) au sujet de notre article sur le poste émetteur de 200 kw de la Société anonyme Philips Radio, à Eindhoven (*Onde Électrique*, IV, 324, 1925). M. Blanchard a eu la bonté de nous envoyer une copie de sa lettre, et nous le remercions de l'intérêt qu'il porte à notre article. Nous voudrions donner la réponse suivante :

En premier lieu nous sommes également d'avis que, seule, la puissance engendrée dans la fréquence fondamentale peut être considérée comme utile. Cependant, M. Blanchard (*Onde Électrique*, III, 337) a admis comme nous que la tension anodique présente une variation sinusoïdale. Par suite, il ne peut être question que de la puissance dans la fréquence fondamentale, les courants anodiques de fréquences différentes étant déwattés par rapport à la tension sinusoïdale.

Par conséquent, les méthodes de calcul de M. Blanchard et les nôtres, appliquées au même cas, conduiraient exactement au même résultat.

Nous avons pris connaissance avec beaucoup d'intérêt des oscillogrammes de MM. Dufour et Mesny. D'ailleurs, de pareils oscillogrammes, dans lesquels la forme trapézoïdale est très accusée, ont été publiés antérieurement par l'un de nous ⁽¹⁾.

La forme en trapèzes ne pourra prendre naissance que lorsque le courant de saturation est atteint pendant l'oscillation. Cela n'a, certes, pas été le cas dans nos expériences, une variation du courant de chauffage n'ayant aucune influence sur la puissance ou le rendement.

Une autre question très intéressante est celle de savoir si la forme sinusoïdale est bien la forme théorique optimum à donner au courant.

(¹) E. V. Appleton and B. v. d. Pol, *Phil Mag*, 42, 201, 1921. Voir aussi Gutton. La lampe à trois électrodes, p. 74.

Dans notre article (IV, 324, 1925) nous avons calculé les quantités principales, telles que rendement, puissance utile, etc., tant pour l'allure sinusoïdale (courbes en traits pleins de la figure 6, p. 331) que

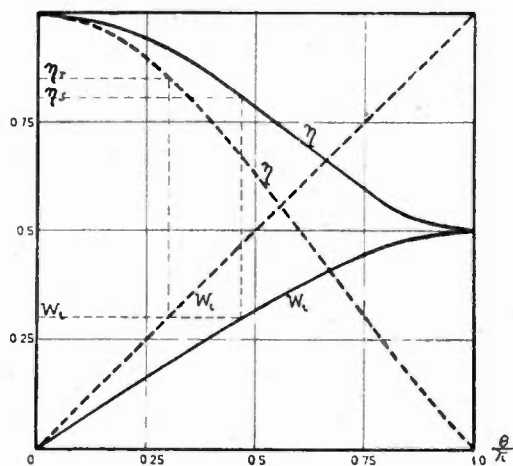


Fig. 1. — Puissance fournie W_c et rendement η en fonction du temps de passage du courant.

pour l'allure rectangulaire (courbes pointillées) et il appert de ces diagrammes par comparaison des courbes en traits pleins et pointillés que, pour une certaine puissance fournie W_c , le temps de passage du

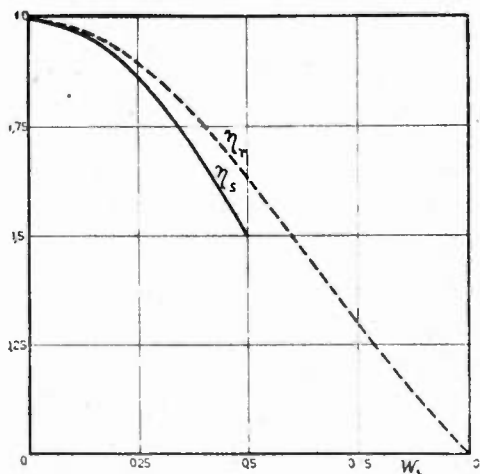


Fig. 2. — Rendement en fonction de la puissance fournie
 Trait plein = allure sinusoïdale. — Trait pointillé = allure rectangulaire.
 Même courant de saturation dans les deux cas.

courant est plus petit et la puissance utile plus grande, avec la forme rectangulaire.

La figure 1 est une copie de notre ancienne figure 6, où nous avons inséré la construction nécessaire pour la dite comparaison, et notre figure 2 donne les rendements dans les deux cas comme fonction de la puissance fournie W_1 .

η_r a rapport à la forme en rectangles, η_s à l'allure sinusoïdale.

On peut démontrer généralement comme suit que l'allure rectangulaire est la plus favorable pour une certaine puissance fournie et un courant de saturation donné.

On veut déterminer la fonction $i(x)$ qui satisfait aux conditions suivantes :

$$1^{\circ} \quad \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i d\omega t \text{ ou } \frac{I}{2\pi} \int_0^{2\pi} i dx$$

proportionnelle à la puissance fournie est une constante $= I$.

$$2^{\circ} \quad \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cos x dx$$

proportionnelle à la puissance utile est maximum.

$$3^{\circ} \quad 0 < i < i_s.$$

Pour $\alpha =$ une constante provisoirement arbitraire nous avons

$$\int i(\cos x - \cos \alpha) dx = \int i \cos x dx - I \cos \alpha$$

Comme $\int i(x) \cos x dx$ pour la fonction cherchée, doit être plus

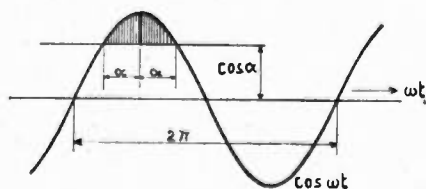


Fig. 3.

grande que pour toute autre fonction, le premier membre doit également être maximum, car $I \cos \alpha$ est constant.

Nous scindons la période en deux intervalles, à savoir $-x > x > +x$ et $x > x > 2\pi - x$. Alors nous avons

$$\begin{aligned} \int_0^{2\pi} i(\cos x - \cos \alpha) dx &= \int_{-x}^{2\pi-x} i(\cos x - \cos \alpha) dx \\ &= \int_{-x}^{+x} i(\cos x - \cos \alpha) dx + \int_x^{2\pi-x} i(\cos x - \cos \alpha) dx. \end{aligned}$$

Dans le deuxième intervalle $\cos x - \cos \alpha$ est négatif (voir fig. 3) et la fonction cherchée s'annulera certainement, étant donné que pour toute autre fonction

$$\int_{+x}^{2\pi-x} i(\cos x - \cos \alpha) dx$$

est négative car $i > 0$.

Dans le premier intervalle

$$\int_{-x}^{+x} i(\cos x - \cos \alpha) dx$$

présente sa valeur maximum lorsque i est également max., donc $i = i_0$, $\cos x - \cos \alpha$ étant toujours positif.

En ce cas

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i dx = \frac{1}{2\pi} i_0 \times 2x = i_0 \frac{x}{\pi}$$

A condition de choisir α tel que $i_0 \frac{x}{\pi} = 1$ la fonction $i = i_0$ pour $-x > x > +x$ et $i = 0$ pour $x < x < 2\pi - x$ satisfait à toutes les conditions. La fonction cherchée aura donc une allure rectangulaire.

Nous n'oserions prétendre, sans faire de restrictions, que la forme *trapézoïdale* serait également préférable à la forme sinusoïdale, mais pour chaque cas particulier c'est facile à calculer, les proportions du trapèze étant données.

D^r Balth. VAN DER POL et K. POSTHUMUS.

CONSTRUCTION D'AMPLIFICATEURS DE PUISSANCE SANS DISTORSION

Par E. W. KELLOG, associé A. I. E. E.

Suite et fin ⁽¹⁾

Circuits de charge. — Les figures 9 et 10 montrent les connexions utilisées fréquemment pour la sortie des amplificateurs de puissance. Dans la figure 9 la bobine de choc doit avoir une réactance élevée comparée à celle de la lampe et à celle de la résistance de charge, et le condensateur d'arrêt doit avoir une capacitance faible comparée à la résistance de charge, pour toutes les fréquences comprises dans la zone de travail. Autrement, de la distorsion en résultera les courants de basse fréquence étant partiellement supprimés, ou par capacitance excessive du condensateur, ou par trop de pertes dans la bobine.

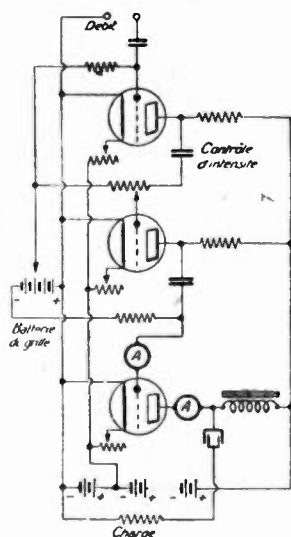


Fig. 9. — Amplificateur couplé par résistance et capacité avec bobine de choc et condensateur sur la charge

Dans un circuit convenablement construit, nous pouvons envisager la bobine de choc comme maintenant un courant continu constant égal au courant de plaque moyen I_0 , tandis que le condensateur offre une force contre-électromotrice pratiquement constante, égale au poten-

⁽¹⁾ Voir *Onde Électrique*, novembre 1925.

tiel plaque moyen E_0 . Supposons maintenant que le courant plaque change momentanément de I_0 à $I_0 - i$. Puisque le courant dans la bobine de choc reste constant, la différence ou i ampères doit passer dans la charge. Le potentiel en L devient alors $+iR$, qui ajouté à la tension E_0 sur le condensateur amène le potentiel en P à $E_0 + iR$. De même lorsque le courant plaque est $I_0 + i$ le courant de charge est inversé, le potentiel en L est $-iR$, et en P, il est $E_0 - iR$. On reconnaîtra, au point de vue de la lampe, que cette condition est la même que celle illustrée par la figure 3, la seule différence consistant en ce que, dans la figure 3, le potentiel d'alimentation doit être $E + I_0R$, afin de maintenir le potentiel moyen E_0 sur la plaque. Les conditions que l'on rencontre dans la liaison par transformateur de la figure 10

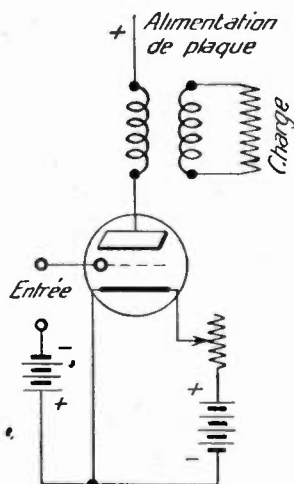


Fig. 10 — Charge couplée par transformateur.

sont analogues. Un transformateur idéal, avec une résistance R connectée aux bornes du secondaire introduit dans le courant primaire une résistance effective, en courant alternatif, égale à

$$R \times \left(\frac{n}{n'}\right)^2 \text{ où } n = \text{nombre de tours du primaire} \\ n' = \text{nombre de tours du secondaire.}$$

Mais en courant continu, il introduit seulement la résistance ohmique de l'enroulement primaire. Le transformateur réel, s'il est étudié pour éviter la distorsion, s'approche de très près des relations qu'on vient d'établir. Le courant magnétisant doit être faible comparé au courant de charge, aux fréquences les plus basses, et la réactance en

série due au flux de perte doit être faible comparé à l'impédance de charge, aux fréquences les plus hautes que l'on a à considérer.

Charges réactives.

Nous n'avons, jusqu'à présent, considéré que des charges ayant une résistance pure. La caractéristique dynamique d'une lampe avec une charge réactive ne se dessine pas facilement, mais on peut montrer sa forme générale; et les conditions pour éviter la distorsion, comme il a été fait pour le cas de la résistance de charge pure, sont applicables à la charge réactive. S'il y a de la réactance dans la charge, la caractéristique dynamique devient elliptique; une véritable ellipse si les courbes à potentiel constant sont droites dans tout l'intervalle entre le courant maximum et le courant minimum, et une ellipse tordue lorsqu'il y a de la courbure appréciable dans cet intervalle. Il est en général possible de régler l'impédance de charge à une valeur désirée quelconque, ou bien au moyen d'un transformateur, ou en changeant le nombre de tours des enroulements de l'instrument qui constitue la charge. De tels changements n'altèrent pas le facteur de puissance. Lorsqu'on équipe une lampe amplificatrice avec une charge réactive, le procédé recommandé est d'abord de déterminer dans le cas d'une charge non inductive quelle est la résistance de charge, le potentiel plaque, le potentiel grille et l'oscillation de grille qui donnent le débit maximum; utilisant ensuite le même potentiel plaque et la même oscillation de grille, régler l'impédance de charge de façon que les intensités maximum et minimum du courant plaque soient les mêmes que dans le cas de la charge non inductive. Ceci signifie que l'on rend le vecteur somme de l'impédance de charge et de la résistance plaque de la lampe identique dans les deux cas ⁽¹⁾. Si ces deux conditions sont remplies, les principales sources de distorsion sont évitées, en particulier : l'oscillation positive de la grille et le travail avec des courants minimum trop faibles.

Puisque l'impédance de charge est fonction de la fréquence et que les amplificateurs à fréquence audible doivent opérer convenablement, dans un grand intervalle de fréquences, la question se pose : « pour quelle fréquence l'impédance de charge doit-elle avoir la valeur qui a

(1) Le courant alternatif dans le circuit-plaque est égal à

(Potentiel alternatif de grille) (constante d'amplification de la lampe)

Vecteur somme de l'impédance de charge et de résistance de la lampe

Pour l'établissement de cette égalité, voir La lampe à vide thermoionique, de H.-J. Van der Bijl, pp. 157 et 177. Voir également les pages 175 et 176 pour la discussion de la forme variable des caractéristiques dynamiques avec la charge réactive.

été déterminée comme étant convenable? » La seule règle sûre est de faire le calcul pour la fréquence à laquelle l'impédance de charge est la plus faible. On pourrait faire une exception dans le cas où l'on sait que les courants pour la fréquence en question sont de *faible* intensité par rapport aux courants des autres fréquences. Par exemple, beaucoup de récepteurs téléphoniques et de haut-parleurs ont l'impédance la plus faible aux basses fréquences. Il peut se produire le cas où on sait que les composantes basse fréquence, dans les courants à amplifier, sont faibles comparées à celles de fréquences plus élevées. Il peut être alors permis de déterminer l'impédance de charge à une fréquence plus élevée. Mais il est difficile d'imaginer une telle situation; quand on a pris la peine de construire un amplificateur sans distorsion, c'est pour réduire la distorsion au minimum, et comme à la fois, pour la voix et pour la musique, la plus grande part de l'énergie est apportée par les sons les plus bas, l'amplificateur sera appelé à manier les plus grandes intensités pour la basse fréquence.

Modulation d'émetteurs-radios.

La figure 11 montre les lampes modulatrice et oscillatrice d'un émetteur radio-téléphonique. Il y a différents dispositifs possibles des circuits oscillants, mais le moyen de faire varier l'intensité des oscil-

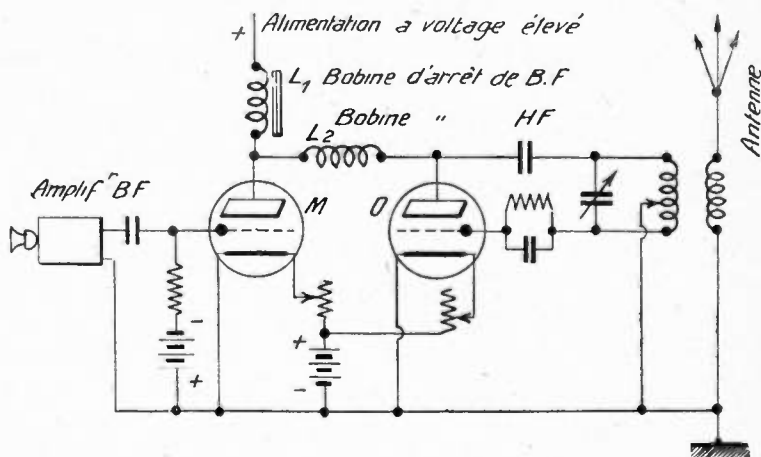


Fig 11. — Transmetteur radiotéléphonique montrant une méthode de modulation.

lations ou de les « moduler » est, dans la plupart des cas, pareil à celui que montre la figure 11. La grande inductance L_1 garde constant, le courant total, tandis que le rôle de la petite inductance L_2 est

d'éviter l'absorption par le tube modulateur de la puissance H. F. Lorsque la grille de la lampe modulatrice devient positive en oscillant, la plaque prend plus de courant, laissant moins de courant utile pour l'oscillateur, et le voltage tombe, provoquant une réduction d'amplitude des oscillations. De même quand la grille du modulateur devient négative en oscillant, le voltage augmente et l'amplitude des oscillations croît.

Le potentiel fourni à un oscillateur étant variable, si on note le courant, on trouve en général que la courbe est représentée par une ligne droite dans tout l'intervalle où les oscillations sont stables. C'est pourquoi l'oscillateur est équivalent à une résistance de charge sur le tube modulateur. Si le temps de décharge du condensateur de grille est appréciable, comparé à celui d'une période basse fréquence, une composante réactive sera introduite et la résistance effective de l'oscillateur sera moindre pour la H. F. que pour la B. F.; mais avec une résistance de grille et un condensateur bien choisis, l'oscillateur constitue pratiquement une résistance pure non inductive. Au point de vue de la lampe modulatrice le circuit devient alors équivalent à celui de la figure 9, où le condensateur d'arrêt est supprimé et le courant à travers la bobine augmenté du courant contenu moyen total, pris par l'oscillateur.

Le type d'oscillateur et le potentiel d'alimentation ayant été choisis, le projet du système modulateur comporte premièrement : la détermination de la résistance effective de l'oscillateur. On peut la trouver en faisant varier le potentiel et en mesurant le changement de courant d'alimentation correspondant à un changement donné du voltage. La résistance effective dépend, entre autres choses, de la résistance de grille, de la résistance d'antenne, du couplage d'antenne et du courant-filament, et si l'un quelconque de ces facteurs a été changé, une nouvelle mesure de résistance s'impose.

Là où les lampes modulatrices doivent travailler au même potentiel plaque moyen que l'oscillateur, la résistance de charge peut se contrôler dans certaines limites, en changeant les réglages à l'antenne; mais si le plein débit de l'oscillateur est désiré, le principal moyen d'obtenir une résistance de charge convenable, doit être d'employer le nombre convenable de lampes modulatrices, comparé à celui des lampes oscillatrices. Ainsi, en doublant le nombre de lampes modulatrices, on double la résistance de charge avec laquelle travaille chaque lampe modulatrice. La résistance de charge par lampe détermine la pente de la caractéristique dynamique; et sa position qui, pour un potentiel d'alimentation donné, dépend du potentiel grille, devra être

choisi de telle façon que lorsque la grille atteint un potentiel négatif égal à deux fois le voltage, le courant-plaque ait la valeur minimum permise en vue de la courbure des caractéristiques de la lampe. L'intervalle de potentiel couvert par la caractéristique dynamique montre le pourcentage de modulation des oscillations qui peut être réalisé sans aller au delà des intervalles convenables des lampes modulatrices. Prenons un exemple et supposons que nous désirions moduler un oscillateur de 250 watts, opérant sous 2 000 volts, et ayant une résistance effective d'entrée de 8 000 ohms. Nous pouvons essayer d'abord une simple lampe modulatrice du type représenté figure 6, prenant 0,02 ampère comme courant plaque minimum. Pour trouver la tension grille convenable, nous pourrions tracer plusieurs courbes parallèles, chacune correspondant à une résistance de charge de 8 000 ohms et choisir celle qui donne des oscillations de potentiel égales au-dessus et au-dessous de 2 000; mais il est plus simple d'essayer plusieurs valeurs de potentiel grille, supposant dans chaque cas que pour le double de la tension grille, le courant plaque est coupé à 0,02 ampère. Cherchons quelle résistance de charge ceci nécessitera et trouvons le potentiel grille qui correspond le mieux à cette résistance de charge.

Par exemple, eu égard à la figure 5, un potentiel de — 50 volts avec 2 000 volts sur la plaque, donne un courant plaque de 0,095 ampère. Un potentiel grille de — 100 volts et un courant plaque de 0,02 ampère correspond à 2 500 volts sur la plaque; une caractéristique dynamique passant par ces deux points correspondra à :

$$\frac{2\,500 - 2\,000}{0,095 - 0,02} = 6\,660 \text{ ohms.}$$

Les essais peuvent se mettre sous forme de tableau.

E_g	E_p	I_p	R
— 50	2 000	0,095	6.660
— 100	2 500	0,02	
— 55	2 000	0,079	11.800
— 110	2 700	0,02	
— 52	2 000	0,09	8.300
— 104	2 580	0,02	

La dernière valeur est suffisamment rapprochée de 8 000 ohms. Une caractéristique dynamique de 8 000 ohms passant par le point $E_p = 2\,000$, $I_p = 0,09$ coupera la courbe 1 400 volts à $I_p = 0,165$ et la courbe 1 200 volts à $I_p = 0,19$. En réunissant ces deux points, et pre-

nant l'intersection de la droite qui les joint avec l'axe vertical pour $E=0$, on a $I_p = -0,17$ et $E_p = 1360$. Donc avec une lampe modulatrice nous pouvons contrôler le potentiel oscillant, en bas, jusqu'à 1360 volts et en haut jusqu'à 2580. Eu égard à la courbure légère, des oscillations égales de grille ne donnent pas exactement des oscillations de plaque égales dans les deux directions. Prenant la moyenne des écarts qui est de 610 volts, nous pouvons dire que la modulation est de $\frac{610}{2000}$ ou de 30,5 pour 100. On ne peut pas obtenir de modulation supérieure avec un seul tube modulateur.

Les caractéristiques des lampes oscillatrices montrent, en général, que pour la plupart de l'intervalle de stabilité, le courant d'antenne fonction du potentiel d'alimentation est représenté par une ligne droite. Ceci étant le cas, il n'y a pas de distorsion introduite de ce fait, excepté celle due à la courbure de la caractéristique dynamique de la lampe modulatrice. Cette distorsion est compensée par les caractéristiques des détecteurs utilisés dans les montages récepteurs qui rectifient les courants forts plus efficacement que les courants faibles. Supposons par exemple que le courant rectifié soit proportionnel au carré de l'amplitude des ondes incidentes, loi de proportionnalité qui représente suffisamment bien l'action de la plupart des détecteurs pour les signaux faibles. La relation entre le potentiel grille modulateur et le courant détecté du récepteur sera la suivante :

Potentiel de grille à la modulatrice	0	- 52	- 104
Potentiel d'alimentation plaque de l'oscillateur (proportionnel à l'amplitude d'oscillation)	1360	2000	2580
Carré du potentiel oscillant $\div 10$ (proportionnel au courant détecté du récepteur)	1,85	4	6,65

Ceci montre une variation d'oscillation de 2,15 dans un sens et de 2,65 dans l'autre. Si il n'y avait eu aucune courbure dans la caractéristique de la lampe modulatrice, et si le bond de potentiel plaque avait été de 610 volts dans chaque sens, les facteurs carrés des potentiels auraient été égaux à

$$\cdot \quad 1,94 \quad \quad 4 \quad \quad 6,8$$

c'est-à-dire un bond de

$$\begin{aligned} &2,06 \text{ dans un sens et de} \\ &2,8 \text{ dans l'autre,} \end{aligned}$$

c'est-à-dire une onde plus grande de distorsion qu'avec la caractéristique incurvée du modulateur.

De combien pouvons-nous augmenter la modulation en ajoutant une seconde lampe modulatrice. Avec deux lampes modulatrices la résistance de charge pour chacune des lampes est de 16 000 ohms; et nous trouvons à nouveau par des essais, le potentiel grille qui convient.

E_g	E_p	I_p	R
— 60	2 000	0,06	22.500
— 120	2 900	0,02	
— 57	2 000	0,07	15 800
— 114	2 790	0,02	

La caractéristique dynamique pour 16 000 ohms passant par le point $E_g = -57$, $I_p = 0,07$, coupe l'axe $E_g = 0$ au point $I_p = 0,124$ $E_p = 1 120$. Avec une oscillation de potentiel de 790 volts dans un sens et de 880 volts dans l'autre, la modulation moyenne est de

$$\frac{845}{2 000} = 0,422 \text{ ou } 42 \text{ pour } 100, \text{ au lieu de } 30,5 \text{ pour } 100 \text{ avec une seule}$$

lampe modulatrice. Quand on réduit le potentiel d'alimentation, le pourcentage de modulation qui peut être atteint avec un nombre donné de lampes est moindre. Par exemple, si le potentiel d'alimentation était de 1 600 volts, et si l'on prend à nouveau la résistance effective égale à 8 000 ohms, nous trouvons qu'avec une lampe modulatrice et un potentiel grille de — 38 volts, nous pouvons obtenir une modulation de 27 pour 100 et avec deux lampes modulatrices et une tension grille de — 42 volts, nous pouvons moduler 40 pour 100. Dans les deux cas, à 1 600 volts et à 2 000 volts d'alimentation, l'addition d'une lampe modulatrice double environ la puissance basse fréquence délivrée par un montage récepteur.

La question de savoir « quel taux de modulation sera essayé » est une de celles qui a été beaucoup discutée. On doit se rappeler que la modulation de 40 pour 100 qu'on vient précisément de calculer s'applique aux valeurs extrêmes de basse fréquence, et avec la plupart des mots et de la musique ne représente qu'une modulation moyenne de moins de 5 pour 100, ce qui est faible comparé à la plupart des résultats radiotéléphoniques.

Dans la plupart des montages récepteurs le courant détecté varie comme une fonction où entre un exposant intermédiaire entre la première et la deuxième puissance de l'amplitude des ondes incidentes de H. F., il est approximativement proportionnel au carré pour de

faibles amplitudes et plus rapproché d'une fonction linéaire pour des signaux forts. Avec le type de circuit émetteur que montre la figure 11, le but est d'obtenir que l'enveloppe des amplitudes des oscillations donne la forme exacte des courants basse fréquence originaux. Ceci est une conséquence de la reproduction sans distorsion par un récepteur ayant un détecteur à caractéristique linéaire, c'est-à-dire donnant un courant rectifié directement proportionnel à l'amplitude des ondes H. F. incidentes. Puisque, pratiquement, aucun récepteur n'a cette caractéristique, il en résulte de la distorsion, mais quand on réduit le pourcentage de modulation, la distorsion diminue jusqu'à ce que, pour une modulation de 10 pour 100, il n'y ait pratiquement plus aucune importance que le récepteur ait ou n'ait pas un détecteur « à loi linéaire » ou à loi « exponentielle ». Ceci a été employé comme une raison pour limiter la modulation à une valeur très faible — peut-être à 10 ou 20 pour 100 sur les crêtes. Mais il y a des raisons en faveur d'une modulation plus grande, particulièrement si le but est d'obtenir la réception la meilleure possible avec une puissance rayonnée moyenne donnée. En premier lieu, la distorsion qui intervient, quand, par exemple, un détecteur à « loi du carré » est utilisé pour recevoir des ondes d'une profondeur modérée de modulation, ne semble pas être telle qu'elle doive être rejetée, et, comme cela a déjà été expliqué, cette distorsion est partiellement compensée par la distorsion due à la courbure de la caractéristique de la lampe modulatrice.

En second lieu, il y a un véritable avantage à utiliser une modulation suffisamment profonde, parce que le rapport du son à recevoir aux bruits statiques et interférents, est meilleur avec une modulation forte qu'avec une modulation faible. Ceux qui ont utilisé des montages récepteurs admettront probablement que les passages doux des morceaux de musique sont rarement aussi satisfaisants à écouter que les morceaux les plus hauts. Le « souffle » qui se produit fréquemment alors, est dû à ce qu'on s'écarte de la portée de travail des lampes modulatrices ou qu'on surcharge une portion quelconque du système, plutôt qu'à la grande modulation elle-même.

Il semblerait, alors, qu'une capacité du modulateur égale à deux ou même quatre fois la capacité de l'oscillateur soit désirable dans le cas des lampes utilisées dans nos schémas. Le degré de modulation qu'on peut atteindre est augmenté en utilisant des lampes à faible impédance et augmente avec le voltage, jusqu'au point où il est nécessaire de réduire le courant-plaque moyen des lampes modulatrices, au-dessous de la valeur qui surchaufferait la plaque.

Ampèremètres de plaque et de grille.

Il est bon de construire les premiers étages d'un amplificateur de puissance, avec une grande marge, de façon que si une lampe est surchargée, ce sera le tube à l'étage de puissance. Un indicateur très satisfaisant, qui montre lorsque l'intensité dépasse la capacité en ligne droite de l'amplificateur, consiste en un milliampèremètre dans le circuit-grille et en un ampèremètre dans le circuit-plaque. Si la grille oscille positivement par rapport au filament, le milli de grille dévie, et peut-être aussi l'ampèremètre de plaque, tandis qu'une oscillation négative trop forte causera une déviation de l'ampèremètre-plaque. Une écoute attentive révélera une altération de qualité disparaissant aussitôt que l'intensité est réduite jusqu'au moment où l'ampèremètre cesse d'indiquer une perturbation. L'écoute seule n'est pas suffisante puisque la distorsion n'est pas décelée, ni aussi vite, ni aussi sûrement, particulièrement eu égard à une fatigue de l'attention, et si la distorsion est notée à l'oreille, sa cause pourrait en être aussi quelque part ailleurs dans le système.

Lampes en parallèle.

L'augmentation de débit d'un amplificateur de puissance obtenu en ajoutant des lampes de puissance en parallèle, n'est souvent pas satisfaisante, le gain étant faible comparé à celui qu'on peut obtenir en augmentant le potentiel, ou bien avec des lampes de haute intensité. Néanmoins, il y a des cas où il est désirable d'utiliser plusieurs lampes en parallèle. Avec une impédance de charge égale déjà à plusieurs fois la résistance de la lampe, ce qui est le rapport convenable pour obtenir le maximum de débit, l'addition d'une seconde lampe en parallèle ne donnera pas d'augmentation appréciable de débit, mais si on règle à nouveau l'impédance de charge à la moitié de la valeur précédente, on peut obtenir deux fois plus de débit de puissance correspondant à environ 40 pour 100 d'augmentation d'amplitude de son, ce qui est sensible, mais non une différence marquante.

Lorsque plusieurs lampes sont connectées en parallèle, elles peuvent former un système oscillant et occasionner des oscillations haute fréquence. L'éventualité en est moindre lorsque les fils de connexion sont très courts, mais pour des lampes à grande puissance il est souvent nécessaire d'employer un moyen quelconque d'arrêter les oscillations parasites, tel qu'une résistance ou une bobine connectée en série, tout près de la grille de chaque lampe. Quelques spires de fil sur un petit noyau de fer suffira, puisqu'une telle bobine introduit

une résistance effective élevée aux courants de fréquence extrêmement élevée dont il s'agit

Connexions entre étages.

Avec une alimentation en haut voltage, telle que celle qui est nécessaire pour les lampes de puissance, la construction de l'étage précédent de l'amplificateur est simple.

Un couplage résistance-capacité peut être utilisé avec une résistance-plaque suffisamment élevée pour obtenir les trois quarts ou les quatre cinquièmes de l'amplification maximum de la lampe. Dans ces conditions, et avec des lampes à grande amplification, il n'y a que de faibles raisons d'utiliser le couplage par transformateur. En s'en tenant à l'amplificateur couplé par résistance-capacité, il faut se rappeler les points suivants :

1 La réactance du condensateur de couplage, pour la fréquence la plus basse à passer, doit être moindre que la résistance mise sur la grille

2 Aucune grille ne doit osciller positivement par rapport à l'extrémité négative du filament, ou, en d'autres termes, le potentiel mis sur la grille doit être supérieur à l'oscillation extrême de grille exigée. Ceci ne s'applique pas aux lampes détectrices ;

3 Si l'observation de l'oscillation du potentiel-plaque d'une lampe quelconque montre qu'elle est supérieure à 20 pour 100 du voltage moyen mis sur la plaque, ou si le courant-plaque est très faible, on dessinera la caractéristique dynamique pour s'assurer de la proportionnalité constante entre les oscillations des potentiels-plaque et grille. La résistance de charge est celle de la résistance de plaque alimentée et de la résistance de grille de la lampe en parallèle voisine ;

4° Si une batterie de lampes de puissance en parallèle est utilisée, de sorte que les grilles constituent une charge capacitive considérable, ou bien si une quelconque des lampes précédentes a une résistance interne très élevée, ou bien si les lampes sont alimentées à travers des résistances de plaque très élevées, on doit faire le calcul de l'amplitude de la charge capacitive pour la fréquence la plus élevée qui doit passer dans l'amplificateur. Étant donné que le potentiel-plaque oscille en même temps, la capacité efficace de la grille d'une lampe peut être plusieurs fois supérieure à la capacité de grille mesurée entre la plaque et le filament mis à la terre. La réactance de capacité de la grille doit être élevée, comparée à la résistance de plaque interne et externe ajoutées, de la lampe qui précède ; autrement de la distorsion peut en résulter, ou bien à cause d'une amplification réduite des

fréquences élevées, ou bien parce que la caractéristique dynamique actuelle est plus à pic qu'on ne l'a estimé (impédance de charge plus faible), d'où une courbure résultante.

Avec une source ordinaire de potentiel plaque, pour toutes les lampes d'un amplificateur à plusieurs étages, il peut se produire un retro-couplage conséquemment accompagné d'oscillations, sur la ligne d'alimentation-plaque, s'il y a suffisamment de résistance dans la ligne d'alimentation, de sorte que le courant-plaque des étages de puissance affecte matériellement le potentiel de la ligne d'alimentation.

Si un tel couplage se produit, il suffit de se procurer une ligne à résistance plus faible, ou de réduire les variations de potentiel amené aux lampes précédentes, particulièrement à la deuxième lampe, précédant les lampes de puissance, par des filtres ou des connexions potentiométriques. Les filtres, quand ils sont constitués par une résistance en série et une capacité en shunt, doivent être efficaces à une fréquence aussi basse que la plus basse de celles où une amplification appréciable se produit. C'est pourquoi on simplifie le filtre, en le construisant pour qu'il arrête toute fréquence plus basse que celle réellement requise.

Il est plus facile d'obtenir une oscillation donnée de potentiel sur la grille de la lampe de puissance, avec une connexion à résistance qu'avec un transformateur entre étages, malgré l'augmentation due au rapport de transformation du transformateur. Ceci parce que, même les transformateurs les mieux faits, laissent s'échapper une impédance comparable à la résistance de la lampe en haute fréquence, fait dû à la capacité du circuit secondaire, et dû, en basse fréquence, au courant magnétisant. Cette faible impédance de charge sur la lampe, peut réduire beaucoup la variation du potentiel-plaque qu'on peut obtenir sans distorsion.

Transformateurs de sortie.

Si le débit de l'étage de puissance alimente un transformateur, la construction de ce dernier suit les principes généraux de la construction du transformateur basse fréquence résumés comme suit :

1° L'impédance aux bornes de la lampe est approximativement égale à l'impédance de charge multipliée par le carré du rapport de transformation, et on peut le choisir tel, qu'il donne à la lampe l'impédance voulue ;

2° Le secondaire étant en circuit ouvert, la réactance du primaire doit être au moins égale à l'impédance de charge effective sur le côté primaire, pour les fréquences les plus basses à passer ;

3° La réactance des enroulements trouvée en mesurant la réactance de l'un d'eux, l'autre enroulement étant court-circuité, doit être faible, comparé à l'impédance effective de charge, pour les fréquences de travail les plus élevées ;

4° La perte dans les enroulements doit être faible comparée à la puissance fournie à la charge ;

5° Si la composante en courant continu est suffisante pour saturer le noyau, on trouvera souvent que le même nombre de tours donne une inductance plus élevée, lorsqu'on a fait une coupure dans le circuit magnétique. Cette coupure doit être juste suffisante pour empêcher la saturation.

L'inductance pour un nombre de tours donné est alors pratiquement proportionnelle à la surface de la section droite du noyau, et un transformateur lourd est le prix que l'on paie pour obtenir de l'efficacité. Si la coupure d'air est très courte (2 millièmes de pouce ou 5 millièmes de centimètres, ou moins), il peut y avoir avantage à utiliser, pour le noyau, une matière à perméabilité suffisamment élevée, tandis que pour des coupures plus larges (0.010 pouces ou 0.025 centimètres ou plus) de l'acier ordinaire de transformateur est suffisant.

E. W. KLILOG.

REMARQUES & HYPOTHÈSES SUR LE «FADING»

Par Léon DELOY SAB.

SOMMAIRE. — L'article contient quelques observations relatives aux écoutes sur différentes longueurs d'onde. Basée sur ces remarques, l'hypothèse est émise que la fréquence du «fading» varie dans le même sens que la fréquence de l'onde observée.

Presque tous ceux qui écoutent régulièrement des postes radiotélégraphiques travaillant sur ondes longues prétendent que ces ondes sont exemptes de fading.

Au contraire, de tout temps on a été d'accord pour affirmer que le fading est très sensible sur les ondes de l'ordre de quelques centaines de mètres (en particulier 600 et 300 mètres employés dans la marine marchande) ; c'est même là l'une des principales raisons pour lesquelles les ondes de 200 mètres furent considérées comme absolument inutilisables pratiquement et accordées aux amateurs. L'expérience confirma en grande partie cette manière de voir puisque, malgré les portées

considérables obtenues sur 200 mètres par les amateurs, et malgré les immenses efforts qui furent faits des deux côtés de l'Atlantique pendant deux ans, aucune communication bilatérale ne put être réalisée sur cette onde.

Aussi lorsqu'en novembre 1923, grâce à l'emploi d'ondes voisines de cent mètres, je réussis la première communication transatlantique réalisée avec quelques centaines de watts d'énergie, mon correspondant et moi fûmes frappés de l'absence apparente totale de fading. Cette qualité des ondes très courtes était en contradiction absolue avec les suppositions qu'on avait faites à leur égard; elle les rendait éminemment intéressantes puisque utilisables commercialement et le monde entier se mit à les étudier et à les employer avec la frénésie que l'on sait.

Pourtant sont-elles réellement exemptes de fading et les ondes longues le sont-elles plus qu'elles? Je commence à croire qu'il est permis d'en douter. D'ailleurs, ne semble-t-il pas étrange à première vue que le fading se localise sur une gamme plus ou moins restreinte de longueurs d'ondes? N'est-il pas plus vraisemblable qu'il affecte toutes les ondes, mais d'une manière différente selon leur longueur?

Voici quelques remarques faites au cours de très nombreuses heures d'écoute effectuées avant, pendant et depuis la guerre et qui m'ont amené à me poser les questions ci-dessus.

Avant la guerre, l'écoute des côtières et navires travaillant sur 600 et 300 mètres me fit connaître le fading proprement dit.

En 1917, en écoutant en France les grands postes américains sur 12.000 mètres environ, puis en Amérique les grands postes européens sur 15.000 mètres environ, je remarquais, comme tous ceux qui ont écouté ces postes, que l'intensité de réception n'était pas constante et qu'en dehors des variations diurnes à peu près régulières, il y avait des heures et des jours où la réception était meilleure que d'autres.

D'autre part, en écoutant fréquemment, l'hiver dernier, la téléphonie de KDKA, Pittsburg, Pensylvanie, sur onde voisine de soixante mètres, je constatais qu'elle était presque toujours forte, mais aussi que la parole était rarement compréhensible, la modulation semblant très mauvaise. Or, je sais qu'à l'émission la modulation est très bonne. D'où peut venir cette déformation en route? Ne pourrait-elle être produite par du fading à grande fréquence dont la période serait par exemple de l'ordre d'une petite fraction de seconde? On aurait alors une sorte de modulation supplémentaire se superposant à la modulation originale et la rendant incompréhensible.

En résumé, les observations ci-dessus ne portent-elles pas à croire

que la fréquence du fading varie dans le même sens que la fréquence de l'onde observée? Si cela est vrai on aurait pour les ondes de l'ordre de plusieurs milliers de mètres un fading dont la période serait de plusieurs heures ou même de plusieurs jours. Pour les ondes de quelques centaines de mètres, le fading a, en général, comme tout le monde l'a observé, une période d'un certain nombre de secondes. Quant aux ondes de quelques dizaines de mètres de longueur, le fading aurait une période d'une faible fraction de seconde seulement.

Cette grande fréquence du fading des ondes très courtes expliquerait qu'il ait passé jusqu'ici à peu près inaperçu. En effet, dans la plupart des cas, lorsqu'on écoute les signaux d'un poste à très courte longueur d'onde, il est impossible de remarquer un fading d'une aussi grande fréquence, car la tension plaque employée à l'émetteur est très rarement rigoureusement continue et toute irrégularité perçue à la réception est naturellement attribuée à une modulation plus ou moins accidentelle de la tension de plaque de l'émetteur (courant de plaque imparfaitement filtré). Il serait fort intéressant de faire émettre à grande distance une onde entretenue rigoureusement pure et de l'enregistrer au moyen d'un oscillographe à la réception, on verrait alors s'il y a ou non fading à grande fréquence.

Je me souviens avoir lu un article où l'auteur affirmait ne jamais avoir entendu une onde entretenue très courte vraiment pure. Personnellement, je n'ai pas fait d'observations spéciales dans ce sens, mais je ne me rappelle guère qu'un poste dont les signaux soient, autant que je m'en souviens, très purs, c'est NKF, le laboratoire de la Marine Américaine à Bellevue près de Washington, mais ce poste émet avec plusieurs kilowatts et il est tellement fort que de faibles variations d'intensité, si elles ont lieu, sont sans doute imperceptibles à l'oreille.

Si la fréquence du fading varie réellement dans le même sens que la fréquence du signal observé, quelle en est la cause et pourquoi en est-il ainsi? Il est trop tôt, je pense, pour chercher à résoudre ces questions, il faut d'abord être fixé sur le premier point; aussi j'espère que parmi les lecteurs de cette note il s'en trouvera que la question intéressera suffisamment et qui disposeront du matériel nécessaire et du temps voulu pour faire des observations qui confirmeront ou infirmeront mon hypothèse.

Léon DELOY.

Diagramme des champs électriques mesurés à Meudon pendant le deuxième trimestre 1925.

Les diagrammes ci-après donnent les champs électriques, en microvolts par mètre, de Bordeaux (LY), Nantes (UA), Rocky Point (WQL), Rome (IDO) et Leafield (GBL). Ces éléments ont été mesurés à Meudon par la méthode indiquée au n° 1 de *l'Onde Électrique* (janvier 1922).

Les résultats des mesures précédentes sont contenues dans les numéros 10, 17, 22, 25, 31, 35, 37 et 44

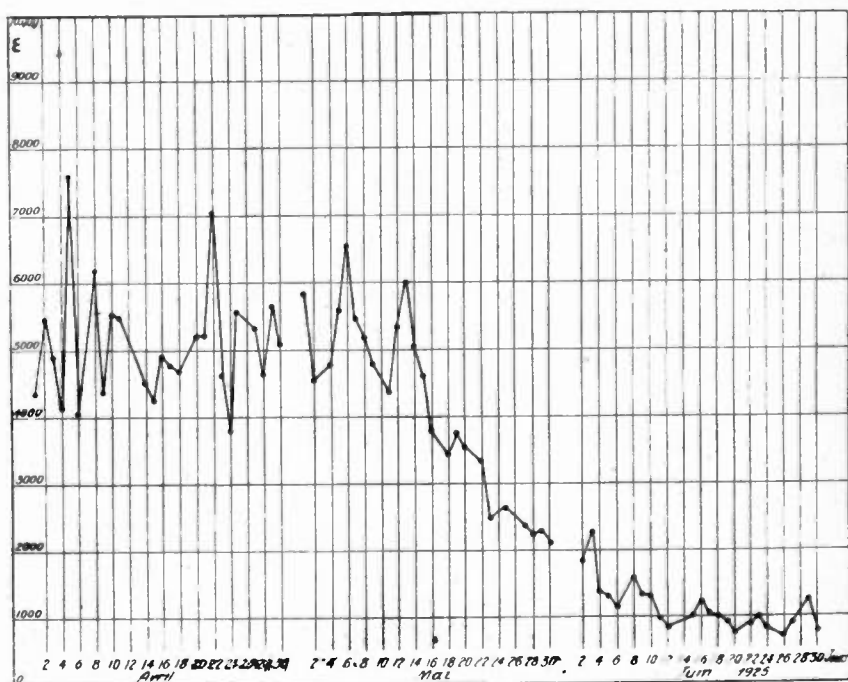


Fig 1. — Lafayette (LY) $\lambda = 18\ 000^m$ $I_m = 480\mu$

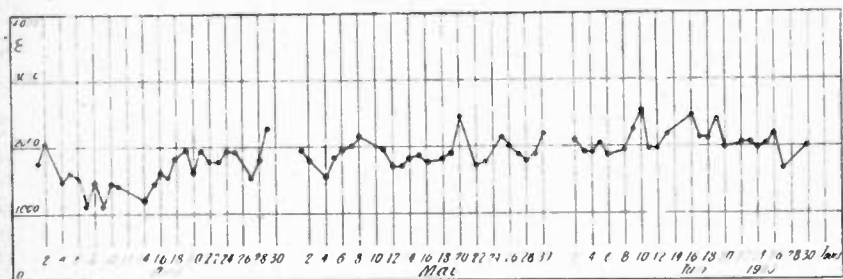


Fig. 2. — Nantes (UA) $\lambda = 9000^m$ $I_m = 280\mu$

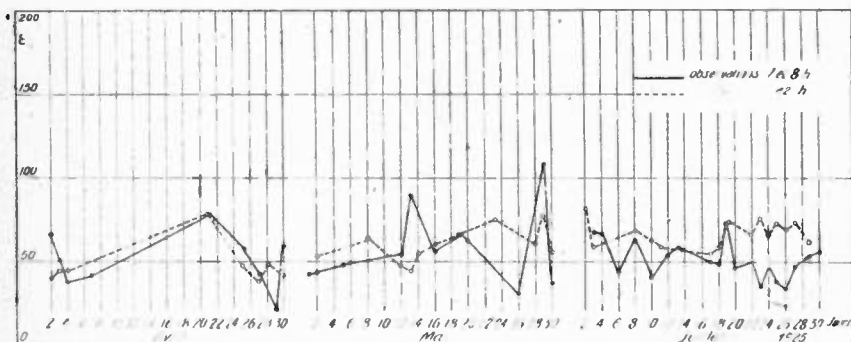


Fig 3 — Rocky Point (WQI) $\lambda = 17610^m$ $I_m = 60\mu$.

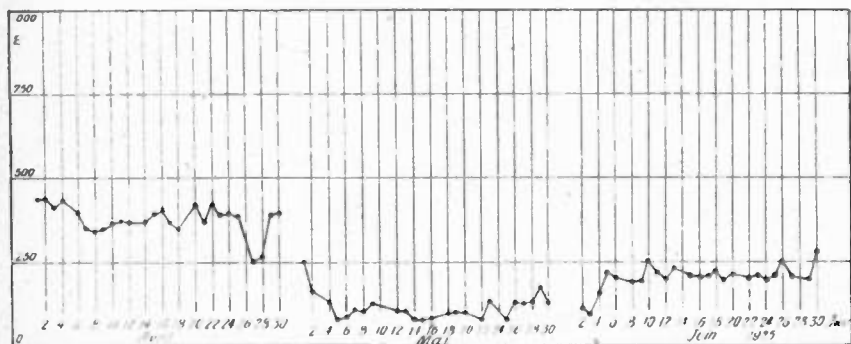


Fig 4 — Rome (IDO) $\lambda = 13850^m$ $I_m = 100\mu$.

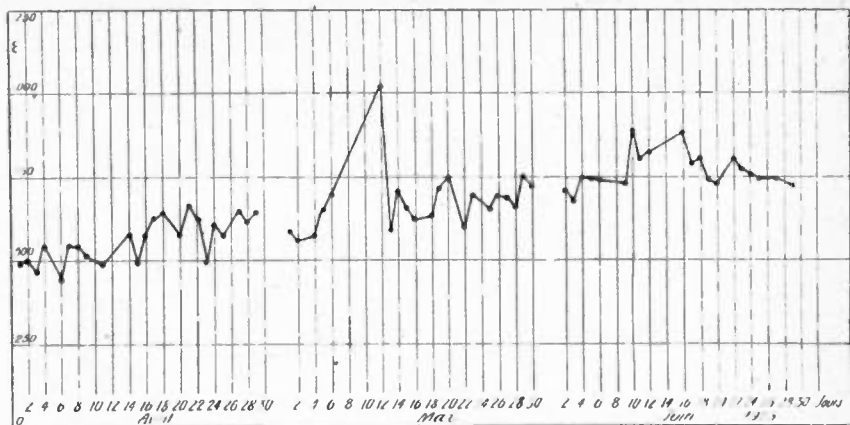


Fig. 5 — Leafield (GBI) $\lambda = 12\ 350^m$ $I_m = 210\mu$

SOCIÉTÉ DES AMIS DE LA T. S. F.

Réunion du mercredi 16 décembre 1925.

Liste des nouveaux sociétaires.

MM. Passerat de Silans (Humbert), capitaine de corvette 7, rue d'Odessa, Paris-14^e.

Dubail (Albert), ingénieur. Service radioélectrique de l'Indochine, Hanoi.

Picault (Edouard), ingénieur en chef des postes et télégraphes 17, rue Auguste Comte, Lyon (Rhône).

Ollat (Louis), professeur de physique, 63, rue du Président-Wilson, Sainte-Marie-aux-Mines (Haut-Rhin)

Caillat (capitaine, chef du Service radiotelegraphique de Tunisie, Tunis

Tchang-Ritsimu, étudiant, 14, rue Rollin, Paris 5^e

Meniga (Josip), officier de marine, Jemure (Odelenje za Mornaricu, Yougoslavie)

Bloemsma (Jau), ingénieur radio 107, Larizlaan, La Haye (Hollande)

Communications.

Continuation de la discussion sur le Radio-modulateur Bigrille.

Observations de MM. Leduc, de Mare, Levy, Barthelemy.

Communication du Capitaine BUREAU

Essais sur ondes courtes effectués à bord du « Jacques-Cartier ».

D'octobre 1924 à juin 1925, le « Jacques-Cartier » a assuré, pendant plusieurs voyages sur l'Atlantique et le Pacifique, un certain nombre d'émissions météorologiques quotidiennes sur

ondes courtes (115 m., 62 m., 48 m., 31 m.). Ces émissions ont été écoutées en France, au Maroc et aux États-Unis. Inversement, le « Jacques-Cartier » a assuré l'écoute de radiogrammes météorologiques sur ondes courtes transmis de France et des États-Unis.

Réunion du mercredi 20 janvier 1926.

Conférence de documentation de M. P. DAVID

Filtres électriques.

Communication de M. COLMAN

Compte rendu d'études expérimentales sur la propagation des ondes courtes.

CONFÉRENCES DE DOCUMENTATION

Les progrès réalisés depuis quelques années dans toutes les branches de la Radioélectricité sont considérables et les vues nouvelles s'étendent dans des directions de plus en plus nombreuses. Les documents relatifs à toutes les nouveautés sont épars dans une multitude de revues écrites en toutes langues. L'acquisition de ces documents est coûteuse et souvent difficile; leur lecture est impossible pour beaucoup.

Aussi le bureau de la Société des Amis de la T. S. F. a-t-il demandé à quelques spécialistes de bien vouloir faire dans le domaine de la Radioélectricité un travail analogue à celui effectué à la Sorbonne depuis trois ans, dans le domaine de la Physique générale.

A partir de janvier, l'une des communications de chacune des réunions de la Société sera consacrée à des conférences documentaires. Ces conférences qui comporteront une bibliographie aussi complète que possible et un examen critique des sujets seront régulièrement publiées dans *l'Onde Électrique*.

Dès maintenant nous pouvons annoncer les conférences suivantes :

- | | | |
|--------------|-----|---|
| de M. BUREAU | sur | <i>Les Atmosphériques;</i> |
| M. CHIREIX | — | <i>Les Ondes courtes;</i> |
| M. DAVID | — | <i>Les Filtres;</i> |
| M. JOUAUST | — | <i>Les Progrès dans les tubes électroniques;</i> |
| C. JULIEN | — | <i>Les Émissions Radiotélégraphiques et Radiotéléphoniques;</i> |
| M. LANGE | — | <i>La Haute fréquence sur lignes;</i> |
| M. MESNY | — | <i>La Propagation des ondes.</i> |

INFORMATIONS & CORRESPONDANCE

Constitution de l'Union Radiophonique de France. — Statuts (deposés le 30 juillet 1925 sous le n° 163-748, à Paris)

Article premier. — Il est formé entre les personnes et les délégués des groupements adhérant aux présents statuts, une Association placée sous le régime de la loi du 1^{er} juillet 1901.

Art. 2. — Cette Association prend le nom de :

Union Radiophonique de France.

Art. 3. — Elle a pour but de développer les émissions radiophoniques en France, en contribuant à l'entretien des postes existants et à la création de postes nouveaux, en établissant entre les personnalités éminentes qui s'intéressent à la Radiophonie les usagers, les groupements d'amateurs, d'artistes, de musiciens, d'auteurs, les industriels et commerçants les représentants de la presse radiotechnique, et plus généralement les représentants de tous les intérêts matériels et moraux liés au développement de la radio-diffusion, des relations amicales et une coopération artistique, littéraire, technique et financière, et toutes les opérations se rattachant directement ou indirectement à cet objet.

Art. 4. — Le siège social est fixé à Paris, 21, rue Aubert. Il pourra être déplacé dans Paris par simple décision du Comité défini à l'article 7 ci-après.

Art. 5. — La durée de l'Association est illimitée.

Art. 6. — L'Union Radiophonique de France comprend

1^o des membres d'honneur ne payant pas de cotisation et n'ayant aux Assemblées que voix consultative.

2^o des membres actifs astreints à une cotisation et participant aux Assemblées avec voix délibérative.

3^o des membres donateurs et bienfaiteurs nommés en considération de services rendus à l'Union, par l'Assemblée générale sur proposition du Comité.

Art. 7. — L'Union est administrée par

un Comité de dix membres au moins et trente au plus, nommés pour un an par l'Assemblée générale.

Art. 8. — Le Comité choisit dans son sein un Bureau composé de

Un président, qui représente l'Union en toutes circonstances, il ne peut toutefois la représenter officiellement sans être accompagné de deux Vice-Présidents.

Cinq Vice-Présidents qui assistent et au besoin suppléent le Président.

Un Secrétaire chargé de la préparation et des procès-verbaux des Assemblées et des réunions du Conseil et de la correspondance de l'Union.

Un Trésorier qui perçoit les cotisations et gère les fonds de l'Union sous le contrôle du Comité, il ne peut engager de dépenses sans l'autorisation de ce dernier et le contre-seing du Président.

Art. 9. — Les fonctions du Président et des Vice-Présidents sont purement honorifiques. Celles du Secrétaire et du Trésorier pourront être rétribuées par décision du Comité.

Art. 10. — L'Union tient obligatoirement chaque année, en octobre, une Assemblée générale ordinaire. Cette Assemblée approuve la gestion du Comité et procède à son renouvellement. Les membres sortants étant rééligibles et le vote par procuration ou par correspondance étant admis.

Art. 11. — Il pourra être tenu des Assemblées générales extraordinaires sur la décision du Président ou sur la demande d'un tiers au moins des membres actifs ou de la moitié au moins du Comité.

Art. 12. — Les membres actifs ont seuls voix délibérative aux Assemblées.

Les décisions prises par une Assemblée générale régulièrement convoquée obligent tous les membres de l'Association.

Art. 13. — Les ressources de l'Union sont

ENQUÊTE SUR LES RÉCEPTEURS

Il y aurait grand intérêt à pouvoir fixer les limites probables de réception d'un type de récepteur donné. La question est assurément fort complexe et il est peut-être impossible d'y répondre d'une façon suffisamment simple pour que la réponse soit utilisable; cependant, nous demandons à tous les membres de la Société qui s'occupent de réception, de vouloir bien nous aider à recueillir les renseignements qui fixeront sur ce point. Les indications qu'ils nous enverront devront être précises et condensées. Il ne s'agit pas de faire connaître des records qui tiennent autant du hasard que de l'habileté de l'opérateur, mais seulement de renseigner sur les *résultats normaux, renouvelables chaque jour dans les conditions normales, indépendantes de l'observateur*.

Dans ce but, nous prions nos collègues de vouloir bien nous faire connaître quels sont les *postes publics*, français ou étrangers, de *radiotéléphonie* qu'ils reçoivent convenablement avec leurs appareils. Par *réception convenable*, nous entendons qu'une fois le récepteur réglé, les paroles peuvent être parfaitement suivies et comprises chaque fois qu'il n'y a pas d'évanouissement de l'émission.

Nos correspondants voudront bien rédiger leurs réponses avec *concision*, dans l'ordre suivant, sans omettre aucun des renseignements demandés, sans en ajouter d'inutiles.

1. — Emplacement du récepteur : Ville, village et département ou province.

2. — Type d'amplificateur : Par exemple, une détectrice à réaction ou deux haute-fréquence à résonance, une détectrice, deux basse fréquence à résistance, etc.

3. — Collecteur d'ondes : Cadre, son diamètre. Antenne intérieure ou extérieure, sur une maison ou dans un terrain dégagé; hauteur verticale de la borne du récepteur à la nappe; longueur et constitution de la nappe, terre ou contrepoids, distance verticale de l'une ou l'autre à la borne du récepteur. Emploi des conduites d'eau, de gaz d'électricité.

Ces indications seront envoyées à l'adresse de M. Mesny, 21, rue Jacob, Paris (6^e).

1° Les cotisations, dont le taux est fixé par l'Assemblée générale et révisé chaque année.

Pour le premier exercice, qui prendra fin à l'Assemblée générale d'octobre 1925, ces cotisations sont fixées comme suit :

Pour les membres actifs commerçants : versement mensuel égal à 1 pour cent du chiffre d'affaires réalisées dans le mois précédent en T. S. F., et en France, à l'exclusion des affaires d'exportation.

Pour les membres actifs non commerçants : 10 francs par année ou fraction d'année.

2° Le produit d'opérations spéciales telles que fêtes, conférences, etc.

3° Les revenus des biens de toute nature en la possession de l'Union.

Art. 14. — Les adhésions, démissions et radiations sont reçues ou proposées par le Comité et ratifiées par l'Assemblée.

Art. 15. — Les statuts ne pourront être modifiés que par une Assemblée générale extraordinaire réunissant au moins la moitié des membres actifs. Cette décision ne pourra être prise qu'à la majorité des deux tiers au moins des membres présents à l'Assemblée.

Art. 16. — La dissolution de l'Union ne pourra être décidée que dans les conditions prévues par l'article précédent pour les modifications aux statuts.

L'actif net au jour de la dissolution sera reparti entre les postes émetteurs de radiophonie suivant décision de l'Assemblée qui votera la dissolution.

Art. 17. — L'Union soumettra toutes ses opérations au contrôle et à l'approbation des pouvoirs publics. Elle sollicitera sa reconnaissance d'utilité publique, le patronage de l'Etat et sa représentation dans le Comité et une subvention budgétaire.

Art. 18. — Un règlement intérieur détaillé sera élaboré par le Comité et soumis à la ratification de l'Assemblée générale ordinaire qui suivra le premier exercice annuel complet.

Art. 19. — Les contestations relatives à l'application des présents statuts seront soumises aux tribunaux compétents du département de la Seine.

Art. 20. — Pour l'accomplissement des formalités de dépôt et de publication prévues par la loi, tous pouvoirs sont donnés au porteur d'un exemplaire des présents statuts.

Composition du Comité

Président M. Belin, Vice-Présidents MM. Dupuy, Fagau, Franquette, Levy, Roussel, Trésonier M. Olivetti, Secrétaire M. Regissart, Membres MM. Ancelle, Dubois, Givélet, Guerlais, Levy-Bloch, Magny, Montastier, Sandemont.

Les cotisations doivent être adressées 24, rue Auber, Paris.

Examen d'aptitude à l'emploi de radiotélégraphiste de bord.

Des sessions d'examen auront lieu à Marseille le 12 janvier 1926, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime, 15 rue des Convalescents, à Paimpol, le 26 et 27 janvier, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime, à Bordeaux, le 2 et 3 février, à la Faculté des Sciences, Cours Victor Hugo, à Saint-Malo, le 9 et 10 février, à l'Ecole Nationale de Navigation Maritime.

Les candidats devront être munis de papier, porte-plume et encre.

L'examen commencera à 9 heures.

Les dossiers des candidats, *complets et réguliers*, constitués *conformément à l'article 5 de l'arrêté du 16 novembre 1923*, devront parvenir dix jours avant la date fixée pour l'examen au Service de la Télégraphie sans fil, 5, rue Froidevaux, Paris (XIV^e). *Passe ce délai, les déclarations de candidatures ne seront plus acceptées.*

Les candidats qui se sont présentés aux examens antérieurs et dont les dossiers sont en instance au Service de la Télégraphie sans fil, transmettront simplement leurs demandes dûment établies sur papier timbré à 2 fr. 40, en rappelant que les autres pièces ont été adressées antérieurement, et en indiquant à nouveau la classe du certificat à laquelle ils prétendent.

Si les candidats sont déjà titulaires d'un certificat de radiotélégraphiste de bord (2^e classe A, 2^e classe B, écouteur), mention devra en être faite également sur la demande.

La Navigation aérienne et l'Espéranto. — L'« Association scientifique espérantiste » a présenté au *III^e Congrès international de la Navigation aérienne*, qui vient de se tenir à Bruxelles, un vœu signé également des Aero-Clubs de France et d'Espagne et d'un certain nombre de personnalités françaises et espagnoles de la science et de l'aéronautique parmi lesquelles M. M. Archdeacon, Daniel Berthelot, Juan de la Cierva, général Delcambre, Robert Esnault-Pelterie, Henry Farman, commandant Emilio Herrera, Lallemand, colonel Paul Renard, Charles Richet, Torres y Quevedo.

Ce vœu, qui a été adopté par le Congrès, est le suivant :

« Le *III^e Congrès international de la Navigation aérienne*, considérant les grands services que rendrait à l'aéronautique l'usage de la langue auxiliaire « Espéranto » dans les relations internationales, décide de nommer une Commission internationale chargée de déterminer et de proposer les mesures pour prescrire à introduire et à développer

l'emploi de l'espéranto comme langue technique de la navigation aérienne, et prie MM. Torres Quevedo, Colonel Paul Renard, commandant Emilio Herrera, Henry Kapferer, Ernest Archdeacon et l'ingénieur général de la marine Maurice Rollet de l'Isle de la constituer, en s'adjoignant les compétences qu'ils jugeront utiles ».

L'Espéranto et les relations télégraphiques internationales. — La *XI^e Conférence de l'Union télégraphique universelle*, qui vient de se tenir à Paris, a officiellement admis l'espéranto comme langage clair pour les relations télégraphiques internationales. Cette proposition a été appuyée par les Délégations française, tchécoslovaque, hongroise et soviétique.

La *V^e Assemblée de la Société des Nations* avait adopté une recommandation dans ce sens en 1924 et la *Chambre de Commerce de Paris* avait également demandé, en 1925, cette reconnaissance en faveur de la langue auxiliaire internationale.

TABLE DES MATIÈRES DU TOME IV

MESURES

- R. DUBOIS. — Mesure des taux de modulation et comparaison des intensités de réception, au moyen d'un nouvel oscillographe électromagnétique, pp. 14-30.
- J. GROSZKOWSKI. — Détermination du rendement d'un générateur à lampes par la méthode thermométrique, pp. 82-87.
- ABADIE. — Etalonnage d'un système thermo-élément galvanométrique, pp. 133-148.
- DAVID, DUTOUR, MISNY. — Etude oscillographique de la super-réaction, pp. 175-200.
- R. BARTHELEMY. — Henrymètres, Capacimètres, Telluromètres, pp. 219-232.
- Diagrammes des champs électriques mesurés à Meudon pendant le dernier trimestre de 1924, pp. 252-255.
- Diagrammes des champs électriques mesurés à Meudon pendant le premier trimestre de 1925, pp. 350-352.
- L. OLLAT. — Etude expérimentale de la résonance des circuits couplés, pp. 424-432.
- E. FROMY. — Présentation d'un ondemètre-hétérodyne, pp. 433-441.
- F. BEDEAU. — Mesure de la différence de potentiel maxima aux bornes d'un circuit parcouru par du courant alternatif, pp. 462-469.

PROPAGATION

- A. COLMANT. — Essais entre Paris et Alger sur ondes de 180, 90 et 50 mètres, pp. 5-13.
- M. LARDRY. — Nouvelle contribution à l'étude de la propagation des ondes, pp. 355-370 et 401-418.

TUBES ÉLECTRONIQUES

- General FERRIL. — Quelques applications scientifiques des lampes à trois et quatre électrodes associées à des cellules photoélectriques, pp. 97-110.
- Rene MESNY. — Génération d'oscillations polyphasées au moyen de tubes électroniques, pp. 232-239.
- J. BERTHEOD. — Sur une application du générateur polyphasé de M. MESNY, pp. 239-241.
- P. AMYÉ. — Les phénomènes de résistance négative dans les lampes à deux grilles. Production et utilisation du phénomène, pp. 297-305.
- D^r Balth. Van der Pol et K. POSTHUMUS. — Un poste d'émission de 200 kilowatts pour essais de triodes, pp. 324-342.
- G. BEAUVAIS. — Un procédé de chauffage des filaments de lampes triodes par le courant alternatif du secteur, pp. 343-348.
- Ch. LANGE. — Sur la génération d'oscillations polyphasées au moyen de tubes électroniques, pp. 397-398.
- BLANCHARD. — Au sujet du rendement des triodes, pp. 448-449.
- R. MAILLET. — Etude analytique de l'émission et de la modulation par lampes triodes, pp. 506-535.
- D^r Balth. Van der Pol et K. POSTHUMUS. — Au sujet du rendement des triodes, pp. 536-539.

RÉCEPTION

- FROMY. — Nouveau dispositif de réglage de la réaction, pp. 149-154.
- J. CAYRE. — La galène est-elle un redresseur de courant? pp. 155-157.

- A. BODIN et J. CAYRE — Quelques remarques sur le circuit Fromy-Flewelling, pp. 200-203.
 ROUGE — Amplificateur à résonances multiples, pp. 204-208.
 F. CHARRON — Perfectionnements aux condensateurs à capacité variable, pp. 349-350.
 L. BRILLOUIN et E. FROMY. — Les circuits poly-ondes, pp. 371-386 et 419-423.
 M. ROLLER. — Réglage et mise au point des récepteurs à réaction pp. 449-451.
 E.-W. KELLOG. — Construction d'amplificateurs de puissance sans distorsion, pp. 474-491 et 540-552.

RADIOGONIOMÉTRIE

- Julio Bustos NAVARRETE — Observations radiogoniométriques faites à Santiago (Chili) pendant les tempêtes du 21 au 25 juin 1925, pp. 447.

ATMOSPHÉRIQUES

- R. BUREAU. — Onze mois d'observation des atmosphériques (novembre 1923 à octobre 1924), pp. 31-43 et 58-69.
 P. DAVID. — Note sur un nouveau procédé de modulation des émetteurs à lampes, pp. 470-473.

ONDES COURTES

- L. CHAUDARD. — A propos de la propagation des ondes très courtes dans les tissus vivants, pp. 53-57.
 C. GULLON et E. PIERRET — Sur les harmoniques des oscillateurs à ondes très courtes, pp. 387-393.
 M. TOURROU. — Etude expérimentale des influences locales sur la réception des ondes courtes, pp. 442-446.

RADIOTÉLÉPHONIE

- HENRARD. — Le microphone à ruban, pp. 120-122.

DIVERS

- D^r CORRET. — Une nouvelle formule d'essais pour les amateurs de transmission et de réception sur ondes courtes. Le concours de « Trafic », pp. 44-49.
 S. et A. DE HATOWSKI. — La télégraphie le long des réseaux de distribution de la lumière et de l'énergie, pp. 70-81.
 Congrès de T. S. F., Paques 1925, pp. 91-94.
 Résultats des Congrès internationaux, pp. 257-264.
 R. TABOUE. — La protection de la propriété intellectuelle et artistique et la radiophonie, pp. 110-119 et 241-251.
 Cours de Radiotélégraphie élémentaire, pp. 127-128.
 C. R. BUCH et H.-J. BROEMSA — Une application du périodogramme à la T. S. F., pp. 267-286 et 313-324.
 L. BOUTILLON — Optique et Radioélectricité, pp. 287-296.
 3^e Conférence internationale de T. S. F. tenue à Washington du 6 au 10 octobre 1924, pp. 306-310.
 J. BETHENON. — Etude d'un circuit oscillant soumis à l'action de deux forces électromotrices harmoniques, pp. 304-306.
 A. TURPAIN — Optique et électricité, pp. 453-461.
 Congrès d'amateurs belges de T. S. F., pp. 492-494.
 L. DELOY. — Remarques et hypothèses sur le fading, pp. 552-554.