

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Étude et réalisation d'un tube électronique émetteur scellé de 350 kilowatts utiles, par R. WARNECKE.

Amplificateurs à contre-réaction (*suite et fin*), par L. CHRÉTIEN.

Emploi d'une triode comme électromètre pour tensions de l'ordre de 1000 volts, par E. HUGUENARD.

Société des Radioélectriciens. Informations.

Analyses.

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

Prix : 9 fr.

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

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

ABONNEMENT D'UN AN	Etienne CHIRON ÉDITEUR 40, rue de Seine - PARIS CHÈQUES POSTAUX : PARIS 53-35	PRIX DU NUMÉRO : 9 fr. Tél. : DANTON 47-56
France..... 90 fr.		
Étranger { tarif faible 110 fr. tarif fort. 120 fr.		

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique, et effectuer le versement des cotisations à l'adresse suivante :

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

14, avenue Pierre-Larousse

Malakoff (Seine)

Tél. : ALESIA 56-30

Compte de chèques postaux n° 697-38

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

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

BUTS ET AVANTAGES OFFERTS

La Société des Radio-Électriciens, fondée en 1921 sous le titre « Société des Amis de la T. S. F. », a pour buts :

- 1^e De contribuer à l'avancement de la Radiotélégraphie théorique et appliquée, ainsi qu'à celui des Sciences et Industries qui s'y rattachent;
- 2^e d'établir et d'entretenir entre ses membres des relations suivies et des liens de solidarité (art. 1 des Statuts).
- Les avantages qu'elle offre à ses membres sont les suivants :
- 1^e Service gratuit de la revue mensuelle *l'Onde Électrique*.
- 2^e Réunions mensuelles, avec conférences, discussions et expériences sur tous les sujets d'actualité technique.
- 3^e Visites de diverses installations radio-électriques : stations d'émission et de réception, postes de navires et d'avions, laboratoires, radiophares, expositions, studios, etc.
- 4^e Bibliothèque et prêt de livres ou de revues à domicile.
- 5^e Abonnements circulaires à certaines revues.
- 6^e Renseignements de tous ordres (joindre un timbre pour la réponse).

COTISATIONS

Elles sont ainsi fixées :

- | | |
|---|---------|
| 1 ^e Membres titulaires, âgés de moins de 21 ans ou en cours d'études (pendant 5 ans au plus) | 48 fr. |
| 2 ^e Membres titulaires, particuliers | 80 fr. |
| — sociétés ou collectivités | 320 fr. |

Les membres de ces deux catégories, résidant à l'étranger, doivent verser en plus, pour couvrir le supplément de frais postaux :

Pays ayant adhéré à l'accord de Stockholm

20 fr.

Autres pays

30 fr.

3^e Membres à vie :

Les particuliers, membres titulaires, peuvent racheter leur cotisation annuelle par un versement unique égal à quinze fois le montant de cette cotisation, soit

1200 fr.

4^e Membres donateurs :

Seront inscrits en qualité de donateurs, les membres qui auront fait don à la Société, en plus de leur cotisation, d'une somme égale au moins à

300 fr.

5^e Membres bienfaiteurs :

Auront droit au titre de « Bienfaiteurs », les membres qui auront pris l'engagement de verser, pendant cinq années consécutives, pour favoriser les études ou publications techniques ou scientifiques de la Société une subvention annuelle d'au moins

1.000 fr.

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN TUBE ÉLECTRONIQUE ÉMETTEUR SCELLÉ DE 350 KILOWATTS UTILES¹

par R. WARNECKE,

Docteur de l'Université de Paris,
Chef du Laboratoire de Recherches
du département Lampes de la *Société Française Radioélectrique*.

PREMIÈRE PARTIE

I. — Introduction.

A. — Le désir, toujours présent, d'une augmentation de puissance des stations de Radiodiffusion telle que les derniers étages d'amplification puissent être réalisés d'une façon simple et rationnelle et, par ailleurs, la recherche d'une grande sécurité d'exploitation ont conduit à l'étude de nouveaux tubes émetteurs susceptibles de fournir une puissance utile nettement supérieure à celle qui correspond aux tubes employés, jusqu'à maintenant, en France.

Le but du présent exposé est la description d'un tube électronique émetteur scellé, réalisé dans les laboratoires de la *Société Française Radioélectrique* et qui, d'après les résultats obtenus avec les prototypes et rapportés ici, se classe parmi les plus puissants du Monde.

B. — Le tube E. 3051² est du type, bien connu maintenant, dit « à anode refroidie par eau » dont les caractères distinctifs les plus immédiats ont été rappelés brièvement dans un précédent exposé³ et dont quelques modèles ont déjà été décrits ici⁴⁻⁵.

C. — Les données du problème posé étaient les suivantes : On

1. Puissance de crête en régime téléphonique, disponible dans un circuit comportant une lampe de sortie unique.

2. Ce tube a été décrit pour la première fois lors d'une conférence faite par l'auteur à la Faculté des Sciences de Bordeaux, le 19 avril 1937.

3. R. WARNECKE, *Onde Electrique*, 16-156-1937.

4. M. PONTE & R. WARNECKE, *Onde Electrique*, 13-432-1934.

5. H. GUTTON & R. WARNECKE, *Onde Electrique*, 14-312-1935

se proposait de réaliser un tube scellé pouvant donner, en amplification HF classe B, d'une part, une puissance porteuse de 75 KWS pour une tension d'alimentation anodique de 20.000 V. et, d'autre part, de 65 KWS pour 18.000 V. avec une qualité compatible avec les exigences actuelles au sujet de la distorsion. L'examen de ce qui suit montre que le résultat a été obtenu.

II. — Facteurs déterminants des caractéristiques des triodes d'émission de grande puissance.

A. — L'allure du réseau complet des caractéristiques « volts-amères » réelles des triodes habituelles possède certains caractères généraux qui sont communs à tous les tubes de cette catégorie, mais à l'intérieur du domaine imposé par la nature même des phénomènes mis en jeu, la forme des courbes dépend dans une certaine mesure de paramètres géométriques et physiques propres à la construction de chaque modèle. Par un choix convenable de la configuration et des autres propriétés des éléments, on peut, dans un but donné, améliorer la forme des caractéristiques ou leurs limites d'utilisation.

Les équations *habituellement employées* pour définir le passage du courant dans les triodes guident à ce sujet bien qu'elles ne conduisent, le plus souvent, qu'à une approximation médiocre des résultats expérimentaux lorsqu'on a affaire à des lampes d'émission¹.

B. — Lorsque l'on considère la réalisation de tubes de plus en plus puissants, d'après les moyens qu'offre la technique actuelle des tubes à refroidissement par eau, l'analyse des conditions de travail montre que certains problèmes, déjà à considérer avec des tubes de ce genre de puissance moyenne, acquièrent une importance capitale. Parmi ces problèmes, sont ceux qui concernent les deux faits suivants, brièvement envisagés plus loin :

a) Rapport entre le courant d'anode maximum et le courant de saturation.

b) Température de la grille.

C. — Il n'est pas dans notre but d'indiquer ici une méthode de

1. La représentation analytique est plus difficile pour les tubes de grande puissance parce que de nombreux faits accessoires importants interviennent sans qu'il soit facile d'en tenir compte : c'est le cas de la courbure des trajectoires des électrons par le champ magnétique dû au courant de chauffage de la cathode et de l'augmentation de l'émission du filament par l'effet Schottky.

pré-détermination des constantes d'une triode émettrice, ni de discuter le choix des paramètres aptes à fournir un résultat déterminé. Nous voulons seulement montrer comment les questions se trouvent posées; la description, donnée plus loin, indiquant quelques-unes des solutions.

Tout d'abord nous rappellerons :

a) que la grille d'une triode ajoute à son action de commande électrostatique, quand elle est à un potentiel positif par rapport à la cathode, un effet de captation direct d'électrons qui fait qu'un courant grille important existe, au préjudice du courant plaque;

b) que les caractéristiques d'anode ne sont jamais des droites, mais des courbes de formes variables suivant les valeurs de la tension grille pour lesquelles elles sont tracées. C'est ainsi que, dans la partie habituellement utilisée du réseau de Kellogg elles ont, en première approximation, une forme donnée par

$$i = A + B \operatorname{arctg} C \left[e_g + \frac{e_a + E}{k} \right]^{(1)}.$$

En conséquence, elles possèdent des portions supérieure et inférieure très incurvées, où le point de fonctionnement ne doit pas s'engager si l'on désire obtenir, dans le circuit d'anode, la reproduction amplifiée sans déformation du signal d'entrée.

La courbure des caractéristiques d'anode est due, d'une part, au mécanisme qui détermine, dans le vide, le passage d'un courant électronique issu d'une cathode incandescente vers un collecteur, limitation par la charge d'espace, puis saturation graduelle de l'émission de la cathode,— d'autre part, à la naissance et à l'accroissement (avec la valeur positive de la tension grille) du courant grille.

Le courant total extrait de la cathode doit être suffisant pour que sa répartition entre grille et anode, déterminée par la configuration générale du tube et les tensions appliquées aux électrodes, soit telle que le courant d'anode disponible dépasse la valeur requise pour atteindre la puissance de sortie désirée : dans ces conditions le point extrême de fonctionnement n'appartient pas à une région trop incurvée de la caractéristique.

Il faut mentionner à ce sujet que, en admettant, en première

1. G. Joos, *Annalen der Physik*, 23, 24, 505, 1922.

approximation, une loi de répartition de l'émission entre grille et anode, du type de celle donnée par Lange (loi en $\left(\frac{V_g}{V_a}\right)^{\frac{1}{2}}$), même si l'on considérait que la zone de saturation graduelle soit d'une étendue négligeable, ce qui est absolument sans rapport avec la réalité, cette loi de répartition serait suffisante, à elle seule, pour que la courbe du courant plaque en fonction de la tension plaque soit très arrondie à sa partie supérieure (vers la partie gauche du diagramme de Kellogg), du genre des courbes représentées en pointillés sur la figure 4.

D. — Ceci est vrai quelle que soit la grandeur du tube amplificateur considéré; mais pour les tubes de moyenne puissance, il est possible d'attacher au fait de la répartition du courant d'émission totale entre la grille et l'anode et à la courbure due à la saturation progressive de l'émission, une moins grande importance, car l'obtention d'un tube de qualité satisfaisante n'est qu'une question de dimensions dans un domaine sans limites matérielles impératives et d'adoption d'une énergie convenable pour le chauffage de la cathode. On peut construire *aisément* un tube « large » vis-à-vis des « desiderata » sans être limité par la réalisation elle-même. Le seul inconvénient qui résulte d'un choix trop confortable de la grandeur de l'émission de la cathode est une consommation inutile d'énergie dans celle-ci; mais, et c'est sur ce point qu'il convient d'insister, ceci peut être fait sans *augmenter* d'une façon appréciable *la sévérité des conditions de travail* du tube.

E. — Lorsque l'on cherche à accroître la puissance des tubes, sous peine d'aboutir à des tubes de caractéristiques électriques médiocres ou à des tubes dont les dimensions d'encombrement et les difficultés de réalisation sont souvent prohibitives, on est amené à placer dans des cylindres (cylindres de grille) de volume croissant lentement des quantités d'énergie (chauffage de la cathode) augmentant très rapidement.

D'une part, avec les matériaux utilisables actuellement pour les cathodes, on ne peut, en effet, adopter des taux d'émission (émission par unité d'énergie de chauffage) trop élevés sans compromettre la durée de vie du tube qui est désirée longue étant donné le prix de revient élevé des tubes puissants; d'autre part, pour garder une pente convenable on doit, soit augmenter beaucoup la

hauteur du tube, soit conserver une distance filament-grille faible.

Comme dans le sens de la première de ces deux conditions, on est vite limité par les possibilités matérielles, la deuxième à laquelle on aboutit finalement introduit, entre autres inconvénients, une élévation de température importante pour la grille, provoquée par l'absorption d'une partie de l'énergie rayonnée par la cathode, laquelle se répartit sur une surface de refroidissement relativement réduite.

Par des artifices on peut surmonter partiellement cette difficulté, par exemple en agissant sur la fonction β^2 de Langmuir, c'est-à-dire sur la divergence du flux électronique émis par la cathode; mais comme d'autres faits secondaires agissent alors pour limiter une action dans ce sens (écart trop grand entre les éléments de la cathode au point de vue de l'action du champ magnétique), on est conduit, presque obligatoirement comme le montrent les résultats peu encourageants des essais faits pour échapper à cette contingence, à des conditions de travail de plus en plus sévères, quand l'on renonce à priori, une fois pour toutes, aux complications entraînées par un refroidissement extérieur de la grille d'ailleurs fort difficile à appliquer efficacement.

Le facteur limitatif qui intervient alors est l'élévation de la température de grille. Celle-ci amène, à partir d'une certaine valeur, deux possibilités gênantes : l'émission thermique de grille et la libération de gaz par cette électrode. En général, par un choix convenable des propriétés réfractaires et des facilités de dégazage qui en résultent, la seconde peut être reculée assez loin, si bien que c'est la première qui subsiste seule pour restreindre les possibilités du tube.

Dans les conditions de travail, c'est-à-dire en amplification de puissance, l'élévation de température de la grille est due, d'une part à la fraction de l'énergie qu'elle reçoit de la cathode, soit directement, soit à la suite de réflexions multiples, d'autre part à la dégradation de l'énergie cinétique des électrons constituant le courant primaire qu'elle recueille.

Pour un tube de la puissance considérée ici, quelques exemples de conditions de travail, signalés plus loin, montreront qu'une perte d'énergie électronique sur la grille, de l'ordre d'une dizaine de kilowatts, peut facilement être trouvée; cette quantité d'énergie

vient s'ajouter à quelques kilowatts provenant du rayonnement de la cathode.

F. — Le métal constituant la grille se trouve donc être porté à une température élevée lorsque le tube fonctionne, à moins qu'il soit possible de donner à cette électrode une surface de refroidissement relativement grande, ce qui est prohibitif dans le cas de gros tubes. L'élevation de température de la grille entraîne l'existence d'une émission thermionique. Celle-ci peut atteindre, pour les régimes de crête maxima des conditions de fonctionnement normales, plusieurs milliampères.

Au sujet de la valeur du courant grille qui intervient pour le calcul de la puissance dissipée sur cette électrode, notons que lorsque la grille est à un potentiel positif inférieur à celui de l'anode, le courant grille direct peut être très diminué par le courant d'émission secondaire de cette électrode, sans que cette diminution affecte d'une façon appréciable l'échauffement de l'électrode, car c'est seulement une fraction très faible de l'énergie primaire qui est transformée en énergie initiale d'électrons secondaires.

Cette émission thermique ne peut gêner¹ pratiquement le fonctionnement : comme elle existe avec tous les tubes puissants, l'expérience le prouve bien. Malheureusement on constate, quand on fait les expériences nécessaires², qu'il est très difficile de conserver, au cours du fonctionnement, le métal de grille d'un tube de grande puissance dans l'état de nettoyage déterminé par les traitements effectués au cours de la fabrication. Un examen systématique montre qu'il existe, beaucoup plus souvent qu'on ne le pense, une émission « anormale » qui provient de l'apparition de dépôts à grande activité thermionique sur le métal propre, autrement dit l'émission débute pour des valeurs anormalement basses de la température et peut atteindre aux températures de travail admises comme normales, des valeurs exagérées. Quelques-uns des caracté-

1. On pourrait logiquement supposer que le fait que la grille soit chaude et possède une émission thermique appréciable favorise l'amorçage de décharges (« flash arc »). En fait une relation entre l'émission thermique et les effets de « Rocky point » n'a pas été caractérisée : certains résultats suggèrent même que la température élevée des éléments d'une grille empêche certaines condensations d'impuretés indésirables — origine initiale des décharges — tout en permettant l'existence des substances qui produisent l'émission parasite.

2. Des remarques analogues ont été faites déjà par I. E. MOUTOMTSEFF et H. N. KOZAKOWSKI, *Proc. Inst. Rad. Eng.*, 24-17-1936.

tères de ces anomalies correspondent à certains de ceux qui ont été signalés par Yerzley¹ par exemple, relativement aux irrégularités de l'émission du tungstène.

Les mesures de température nécessaires sont elles-mêmes déjà fort délicates; bien entendu, il ne faut attendre aucun secours du côté de la théorie pour l'estimation même d'une valeur moyenne de température, comme le montre la complication des calculs effectués dans des cas beaucoup plus simples² que ceux que représentent les grands tubes à circulation d'eau.

Les investigations au sujet du phénomène sont d'une grande complexité d'autant plus que souvent les mesures ne peuvent être faites avec fruit qu'après une certaine durée de fonctionnement : ceci explique que malgré les soins des constructeurs à ce sujet, on trouve (il est vrai à des degrés plus ou moins élevés), une telle émission parasite sur beaucoup de lampes d'origine et de construction diverses.

On ne peut être guidé vers une amélioration à ce point de vue que par l'expérience sur les bases des procédés de fabrication dont on dispose, car la nature et l'origine d'un certain nombre de sources de contamination échappent d'une part, aux prévisions directes, et d'autre part, même à un examen très soigné, ultérieur à l'apparition du phénomène. En fait, l'expérience montre qu'au delà d'une certaine limite, quelles que soient les précautions prises, il est particulièrement difficile d'éliminer définitivement certaines quantités très faibles de corps à grande activité électronique. Il faut donc prendre un coefficient de sécurité vis-à-vis de cette émission parasite elle-même, de façon qu'elle ne puisse être que relativement peu élevée.

G. — Pour que le projet d'un tube puisse être fait sans trop de tâtonnements empiriques, il est nécessaire de pouvoir prévoir, approximativement au moins, les caractéristiques complètes des triodes en tenant compte de l'existence du courant grille et de la saturation graduelle de l'émission. Étant donnée la complexité des actions qui déterminent, dans le cas général, la forme des caractéristiques expérimentales des triodes, les prévisions ne peuvent être qu'approximatives, néanmoins la plupart des constructeurs ont étudié et mis

1. L. YERZLEY, *Phys. Rev.*, 50-610-1936.

2. W. HEINZE & S. WAGENER : *Zeits. für Tech. Physik*, 3-73-1937 & S. WAGENER, *Zeits. für Tech. Physik*, 9-270-1937.

au point des méthodes qui permettent de dégrossir le problème. A l'heure actuelle, il ne saurait être question de faire des calculs directs complets avec grande chance d'exactitude et de précision,

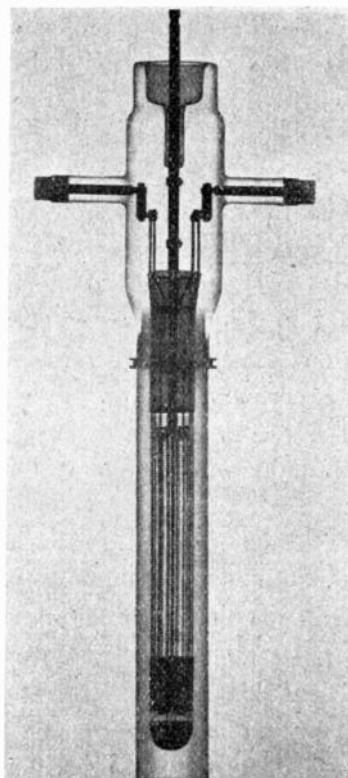
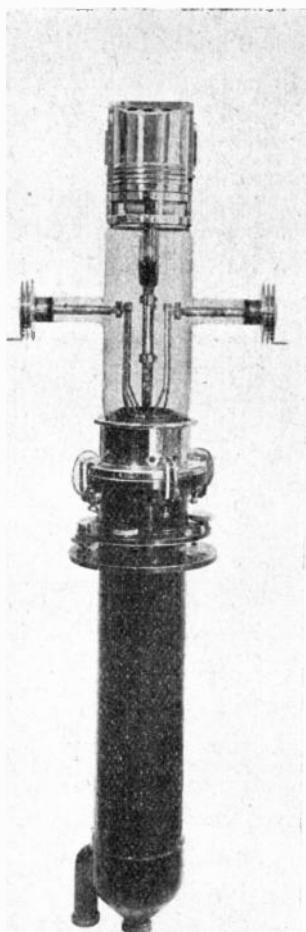


Fig. 2.

Fig. 1.

mais il a été possible d'établir, à partir de bases théoriques ou empiriques, des règles quelquefois suffisantes dans la pratique : l'auteur ne peut insister ici sur ce sujet mais il donne plus loin, pour le tube E. 3051 (courbes en pointillés de la fig. 4) une partie du réseau des

caractéristiques $i_a = f(V_a)$ directement calculé qui montre qu'il est possible d'obtenir directement une approximation acceptable, tout au moins dans une partie du réseau.

II. — Pour indiquer l'ordre de grandeur de l'action du courant grille et de la courbure des caractéristiques, notons qu'en admettant pour le tube étudié ici, une tension d'alimentation continue V_{a_0} égale à 20.000 V. et une tension de déchet de 4.000 V. ($0,2 V_{a_0}$), il ne faut disposer d'après l'équation obtenue en supposant le fonctionnement (HF classe B) le long de caractéristiques rectilignes¹ que d'un courant max $I_{a_{\max}}$ de 75 A. pour qu'il soit possible d'obtenir les 75 kws de puissance « porteuse », c'est-à-dire 300 kws de crête demandés; or, en fait, on a jugé prudent d'adopter un courant de saturation qui est plus du double de cette valeur et cette émission ne s'est pas révélée exagérée au cours des essais du tube. On peut calculer, en effet, que le courant pris par la grille au moment du passage du courant d'anode maximum, dans le cas précédent, est de 20 A., ce qui est en bon accord avec l'expérience².

III. — Esquisse des bases du calcul du tube E. 3051

L'emploi d'un tube émetteur est limité par différents facteurs physiques tels qu'une différence de potentiel extrême, admissibles entre les électrodes, une dissipation de grille et une dissipation d'anode maxima, etc... Les limites supérieures à admettre dépendent des propriétés physiques et des dimensions des éléments du tube; pour un fonctionnement stable et correct, elles ne doivent pas être dépassées. Pour le tube E.3051 on attache un intérêt particulier aux considérations suivantes :

a) La grille d'une triode d'émission doit avoir un pouvoir de contrôle relativement important de façon à ce qu'une faible tension de déchet soit seulement nécessaire pour permettre le passage du courant $I_{a_{\max}}$ sans que la tension grille-filament requise soit trop élevée³.

1. Voir l'appendice à la fin du texte.

2. On trouve sur la figure 6 un courant moyen I_g d'environ 5 A., or, le rapport I_g crête/ I_g moyen est obligatoirement plus grand que π .

3. C'est la valeur de la quantité positive $\xi_g = \frac{V_a}{k}$ qui détermine celle de la partie variable du courant plaque.

b) A densité de grille donnée¹ la consommation de courant par la grille diminue avec le diamètre du fil de grille, mais d'autre part, l'évacuation de la chaleur dissipée à la surface de celui-ci se fait en partie par conductibilité vers les supports, ce qui fait intervenir d'une façon différente le diamètre des éléments constituant l'électrode de commande.

c) Avec une grille de grand diamètre, il est possible d'avoir une basse température de fonctionnement pour cette électrode; mais la conductance diminue avec la distance filament-grille, autrement dit, cette distance doit être la plus petite possible compatible avec l'exigence précédente, de manière que le courant total dérivé depuis la cathode soit le plus grand possible à tension grille et à tension anode données. A ce sujet, il faut remarquer que l'existence d'un grand pouvoir de contrôle de la grille (coefficient d'amplification élevé) est tout à fait compatible avec une grande conductance d'anode : les approximations que l'on sait calculer pour ces facteurs, montrent en effet, que le premier dépend surtout de la distance grille-anode, tandis que le second est réglé principalement par la distance filament-grille.

d) On a intérêt, dans un certain domaine, à adopter une distance grille-anode suffisamment grande pour qu'une partie appréciable de l'émission secondaire de grille soit freinée et éliminée par la charge de l'espace grille-anode².

Enfin il faut noter que, dans une proportion appréciable, la consommation de courant par la grille varie avec la grandeur du coefficient d'amplification et que le danger d'émission thermique dans les tubes de grande puissance est donc particulièrement grand avec les tubes à coefficient d'amplification élevé.

1. Rapport de la surface occupée par les éléments solides de la grille à la surface totale du cylindre.

2. L'auteur a déjà décrit, à la fin de l'année 1934, des triodes pour lesquelles on avait éliminé *partiellement* les électrons secondaires de grille en filtrant le flux électronique allant de la grille à l'anode par la charge d'espace due aux électrons primaires d'anode. Cette question, qui a été esquissée dans la deuxième partie d'une communication à la Société des Radioélectriciens, le 16 juin 1937, sera envisagée plus complètement dans un prochain exposé. En ce qui concerne le tube E. 3051 on n'a recherché par ce moyen qu'une élimination très partielle de l'émission secondaire de grille, car une élimination plus complète aurait procuré au tube (comme cela serait pour la plupart des triodes d'émission) d'autres caractères gênants dus principalement à la grandeur des courants grille.

DEUXIÈME PARTIE

I. — Description du tube E. 3051.

La figure 1 donne une vue d'ensemble du tube monté dans sa cuve de refroidissement et la radiographie 2 un aperçu de sa construction interne.

A. Refroidisseur de l'anode. — C'est une chemise à double

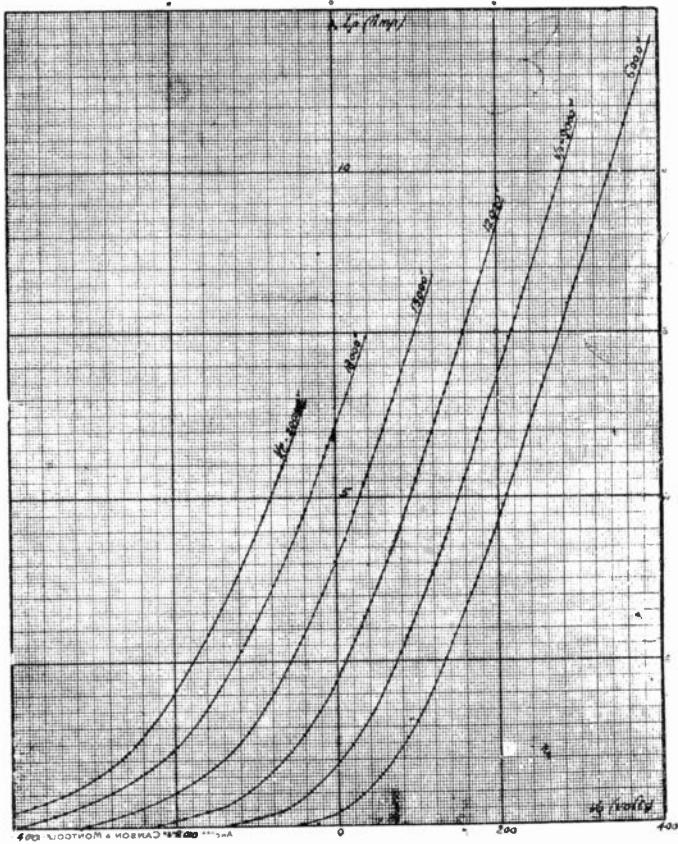


Fig. 3.

espace de circulation dans laquelle l'eau de refroidissement circule à grande vitesse. Ceci est nécessaire pour avoir une évacuation importante de la chaleur amenée à l'anode : Si la quantité d'eau

qui est présente dans le réfrigérant à chaque instant n'a pas grande importance, par contre la quantité d'eau qui vient en contact avec la surface du métal d'anode dans l'unité de temps est le facteur primordial d'un refroidissement énergique, parce que l'eau a une mauvaise conductibilité thermique. Pour une bonne évacuation de la chaleur, il faut que ce soit toujours un fluide froid qui soit au voisinage immédiat de l'anode.

Par ailleurs, quand une grande quantité d'énergie est dissipée sur la surface de l'anode des bulles de vapeur se forment à la surface du métal et y adhèrent très solidement. Pendant le temps où une bulle gazeuse reste en contact avec le métal celui-ci est échauffé localement et il peut s'ensuivre des dégagements gazeux, voire même une fusion de l'anode. Quand l'eau circule rapidement, les bulles sont facilement entraînées et, d'autre part, l'importance du dépôt minéral, qui malheureusement se produit même avec les eaux les meilleures dont on puisse disposer habituellement dans les Stations, est réduite de beaucoup.

Le débit d'eau admis comme normal pour le fonctionnement correct du tube E. 3051 est de 200 L/m environ, il correspond à une vitesse de circulation d'environ 2 m/sec dans l'espace annulaire autour de l'anode.

Pour faciliter la construction du tube, on a conservé un fond plat pour l'anode bien qu'une forme semi-sphérique paraisse plus avantageuse, mais une pièce profilée convenablement a été disposée dans le refroidisseur en face de l'orifice d'entrée de façon à réduire la perte de pression et pour diriger convenablement la lame d'eau.

La cuve, destinée à être montée sur son support par l'intermédiaire d'un collier de fixation visible sur la figure 1 est munie de vis calantes et de genouillères qui permettent d'assurer facilement la verticalité du tube grâce à un niveau d'eau.

B. *Anode.* — L'anode est un cylindre de cuivre, sa surface intérieure est munie de stries¹ qui ont pour but de diminuer la quantité de chaleur réfléchie par l'anode vers la grille et vers l'ampoule. Par ce moyen, toutes choses égales par ailleurs, on diminue considérablement la température de ces éléments.

L'anode est prolongée du côté de l'ampoule par un écran qui

1. Système S. F. R. — H. Gutton et R. Warnecke. — Brevet français 791.281.

limite l'échauffement du verre dû au flux calorifique issu de la cathode, empêche le bombardement de l'ampoule par des électrons et de plus, assure avec des surfaces profilées correspondantes placées sur la grille et sur la collerette extérieure de l'anode, une répartition correcte du potentiel : de cette façon on évite la création de gradients de potentiels importants et l'existence de champs électriques élevés. Ce dispositif est utile ainsi au double point de vue de la possibilité des décharges par « flash arc » et de la protection du joint verre-métal.

C. *Grille*. — La grille est cylindrique, elle est constituée par un fil de métal réfractaire enroulé en hélice sur des montants qui sont fixés aux supports. Elle est soutenue par deux sorties latérales fixées elles-mêmes sur l'ampoule : cette disposition permet un dégazage commode par effet Joule de tout le support (lequel ne peut être purgé par bombardement électronique). Comme pour le tube E. 2051 décrit ici il y a quelques années¹ l'extrémité inférieure de la grille est terminée par une calotte en tissu métallique qui détermine un champ sensiblement uniforme dans cette région où, la charge d'espace étant pratiquement absente, il existe plus facilement des possibilités de décharge par « rocky point effect ». Pour une raison analogue, l'extrémité supérieure de la grille est munie d'un écran répartiteur de champ comme cela a été indiqué précédemment.

Les cylindres visibles à la partie supérieure et à la partie inférieure du corps de grille se comportent comme l'anode d'une diode qui serait disposée en shunt sur l'espace filament grille de la triode : le courant direct qui circule entre ce cylindre et la cathode contribue à éliminer les effets nuisibles de l'émission secondaire.

D. *Cathode*. — Le filament du tube E. 3051 est formé de tiges de tungstène disposées suivant les génératrices d'un cylindre. Ces brins forment électriquement 8 boucles disposées en parallèle, chaque boucle consommant environ 80 A. sous 35 V. Cette consommation correspond à une température de la cathode relativement faible ce qui fait que la durée moyenne probable de celle-ci fonctionnant en « lampe d'éclairage » serait de plus de 10.000 heures. L'émission totale de la cathode est d'environ 170 A. Mécaniquement,

1. M. Ponte et R. Warnecke, *loc. cit.*

la cathode a la forme d'une cage et elle est réalisée de façon que les brins ne puissent s'écartez les uns des autres : on prévient ainsi en grande partie les possibilités d'altération des caractéristiques et de contact filament grille provoquées par la déformation des éléments de la cathode. Les brins sont fixés à la partie supérieure sur des plateaux solidaires des barres d'aménée du courant (qui forment un point fixe) et à la partie inférieure, sur un disque qui peut coulisser librement le long d'un axe central; celui-ci s'appuie, d'une part sur la grille par l'intermédiaire d'un système d'isolateurs permettant la dilatation de l'axe lui-même. De cette façon les éléments du filament peuvent s'allonger librement (étant tendus par le poids du disque inférieur) ainsi que la grille et la tige de guidage. Le déplacement relatif de ces pièces peut se faire le long les unes des autres sans qu'un mouvement transversal puisse exister¹.

L'ensemble de la cathode se trouve maintenu par les entrées de courant qui sont constituées par des barres de molybdène directement soudées au verre de l'ampoule. Ces barres sont creusées et refroidies intérieurement par une circulation d'eau de façon que, malgré l'énorme densité de courant dans les entrées de courant, la température de la soudure verre-métal soit suffisamment faible pour que celle-ci résiste et offre un grand coefficient de sécurité; le débit d'eau nécessaire est d'environ 1,5 L/m.

II. — Caractéristiques électriques.

Les caractéristiques électriques principales du tube E. 3051 sont réunies dans le tableau I.

TABLEAU I.

Courant de chauffage.....	environ	600 ampères.
Tension de chauffage max.....		35 volts.
Émission totale du filament.....	environ	175 ampères.
Tension anodique.....		15.000 — 20.000 V.
Dissipation anodique normale :		
a) en statique ou modulation B. F.....		100 KWS.
b) en amplification H F classe B ou classe C....		160 KWS.
Dissipation max. de grille en régime dynamique ² ..		10 KWS.

1. Brevet S. F. R. — R. Warnecke N° 811.285.

2. D'après les caractéristiques de la figure 15.

Coefficient d'amplification mesuré aux environs : de

$i_a = 5 \text{ A.}$ $V_a = 15.000 \text{ V.}$ environ. 50 v.v.

Pente mesurée à $V_a = 15.000 \text{ V.}$ et max. env. de

$i_a = 5 \text{ A.}$ 38 ma/V.

Pente max. calculée 55 à 60 ma/V.

Capacité grille anode environ 100 cm.

Capacité grille filament environ 90 cm.

Capacité filament anode environ 20 cm.

Une portion des caractéristiques $i_a = f(V_g)$ est représentée figure 3, elle fournit immédiatement les indications nécessaires au sujet des tensions de blocage du courant d'anode. La figure 4 donne le réseau de Kellogg : les courbes de cette figure ont été calcu-

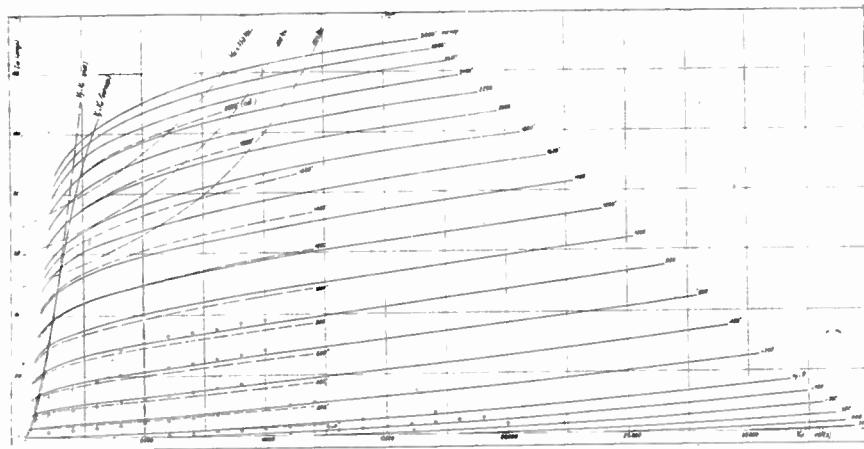


Fig. 4.

lées à partir d'une extrapolation d'une courbe d'émission totale (obtenue à chauffage réduit). Ces courbes doivent être considérées seulement comme une première approximation des caractéristiques réelles car bien qu'elles soient à peu près en accord avec les courbes expérimentales dans la région où le rapprochement est possible les hypothèses introduites à la base du calcul et dans lesquelles on ne tient pas compte d'un certain nombre de facteurs déterminants importants — tels que l'émission secondaire de grille — font qu'obligatoirement elles ne peuvent correspondre aux caractéristiques expérimentales. Étant donné le point de départ des calculs, les valeurs du courant d'anode indiquées figure 4 ne sont susceptibles d'être erronées que par défaut dans la région où

la tension grille a une valeur positive élevée et où la tension d'anode a une faible valeur positive (région de $I_{a_{\max}}$); autrement dit, les valeurs expérimentales probables pour le courant d'anode de cette partie du diagramme sont plus grandes que celles qui sont indiquées, toutes choses égales par ailleurs (tout au moins jusqu'à $I_a = 120 \text{ A.}$).

En conséquence, les puissances de sortie calculables d'après la figure 4 sont trouvées inférieures à celles que l'expérience doit donner.

Ces courbes *insuffisantes, en principe, pour fixer avec précision l'emplacement d'un point* des caractéristiques semblent devoir néanmoins permettre une prévision des possibilités de travail du tube avec une précision acceptable.

La figure 5 donne les *courbes expérimentales* $i_g = f(V_g)$ relevées

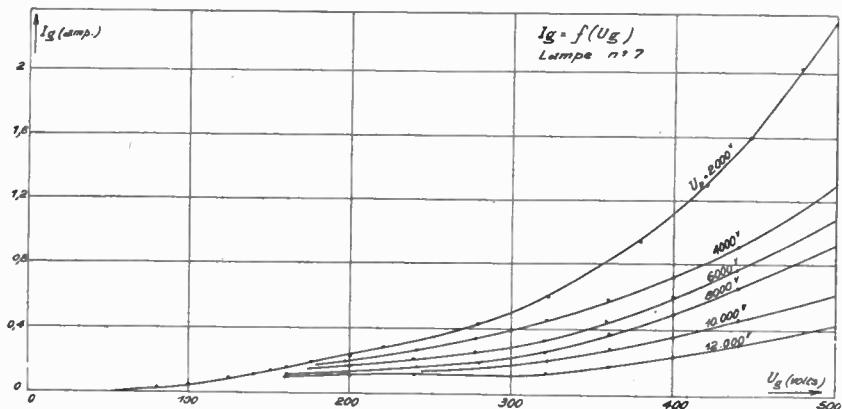


Fig. 5.

sur l'un des derniers tubes perfectionnés au point de vue de l'émission secondaire de grille; on peut se rendre compte que l'effet gênant de l'émission secondaire de grille a été éliminé. Pour constater la forme « dynatron » des caractéristiques de grille, qui peut provoquer des troubles divers dans le fonctionnement, il faudrait, en effet, considérer des tensions anodiques relativement très élevées (supérieures à 10 KVS) or, dans cette dernière région une pente négative des caractéristiques de grille n'a pas grande importance car dans les conditions de fonctionnement normales il n'existe pas de parties du cycle, où, simultanément, les tensions de grille et d'anode ont des valeurs positives élevées.

TROISIÈME PARTIE

RÉSULTATS DE MESURES

A. Courbes de puissance en fonction de l'excitation. — Des tubes de la puissance de la lampe E. 3051 peuvent être employés dans des stations télégraphiques de très grande puissance, mais ils sont plus spécialement destinés aux grands postes de radiodiffusion. Le tube E. 3051 a donc été conçu pour le fonctionnement sur des longueurs d'onde du domaine habituel à ce dernier usage, mais, éventuellement il pourrait être utilisé aussi, si cela était nécessaire, en ondes plus courtes; dans ce but les sorties grilles ont été prévues de façon à pouvoir, grâce à une circulation d'eau intense (inutile en fonctionnement ordinaire) admettre le courant de capacité en rapport avec les autres possibilités du tube.

Le régime de fonctionnement le plus communément employé pour les tubes de grande puissance dans les Stations de Radiodiffusion est le régime d'amplification II F classe B. Une des limites de puissance utile d'un tube, vient, pour cet usage, de l'aplatissement du courant alternatif d'anode, de ce fait la puissance possible sans distorsion appréciable est de beaucoup inférieure à celle qui est disponible quand l'on n'attache pas à la forme du courant d'anode, une importance particulière.

Les figures 6, 7, 8, 9, relevées pour le prototype N° 3 esquissent les possibilités du tube en II F classe B. Les courbes représentées sont, en fonction de l'amplitude de grille \mathcal{E}_g , celles du courant moyen de grille (I_g), du courant moyen d'anode (I_a), du rendement γ , de la puissance utile (W_u), de la racine carrée de celle-ci et de la tension efficace (E_{co}) aux bornes du circuit oscillant. Ces deux dernières grandeurs sont toutes les deux, en principe, proportionnelles au courant dans le C. O., mais sont trouvées expérimentalement à partir de mesures différentes.

La figure 10 représente schématiquement le dispositif d'essai dont la réalisation est en partie montrée figure 11.

Pour toutes les courbes :

\mathcal{E}_g est mesuré avec un voltmètre de crête branché entre l'origine

des volts de grille et la grille (position *b* de la connection de grille).

I_g et I_a sont mesurés avec des ampèremètres à cadre mobile

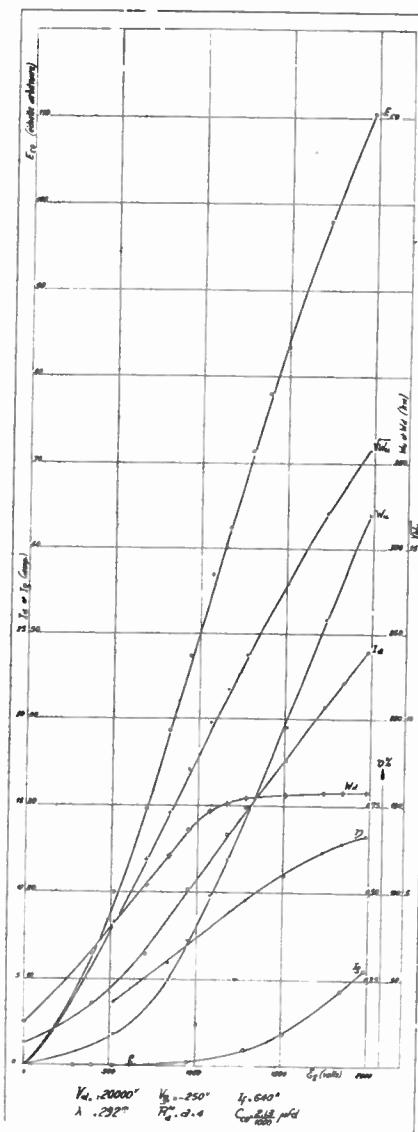


Fig. 6.

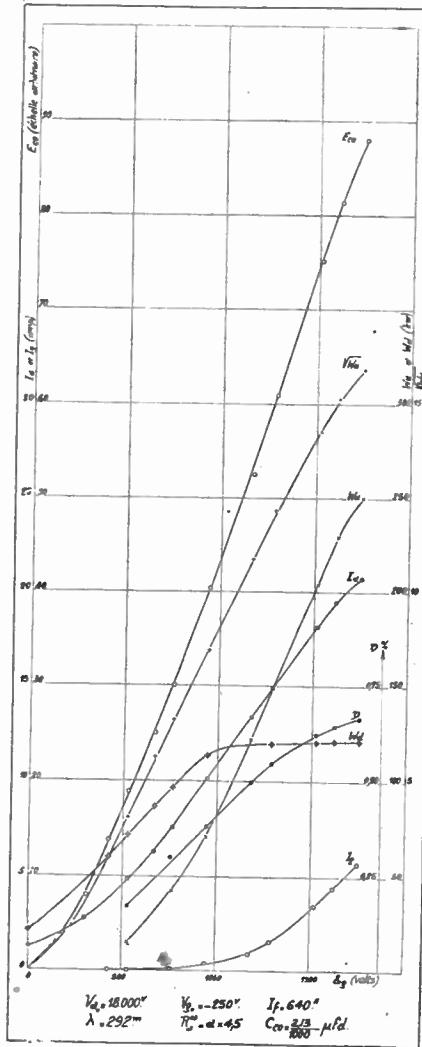


Fig. 7.

placés dans les circuits d'alimentation des électrodes.

W_d est déterminé par une mesure thermométrique de l'élévation

de la température de l'eau de refroidissement de l'anode (grâce à un étalonnage préalable en statique la grille étant négative).

W_u est la différence $V_{a_0} I_{a_{\text{moy}}} - W_d$

$$\eta \text{ le rapport } \frac{W_u}{W_d + W_u}$$

E_{co} est la tension efficace mesurée avec un électromètre à ca-

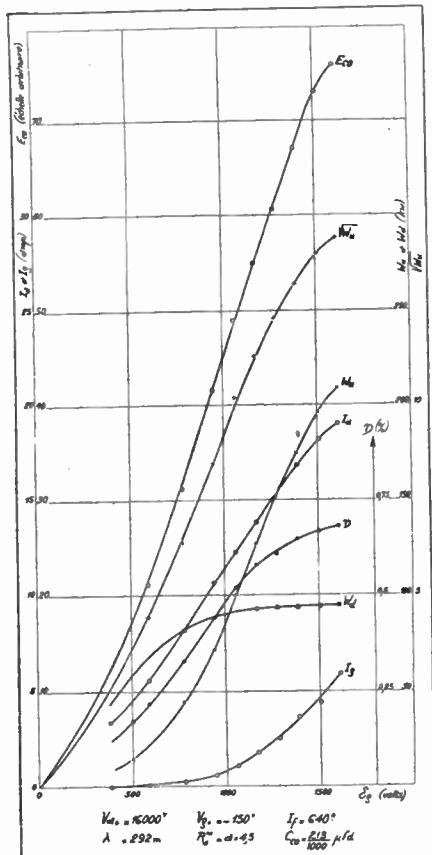


Fig. 8.

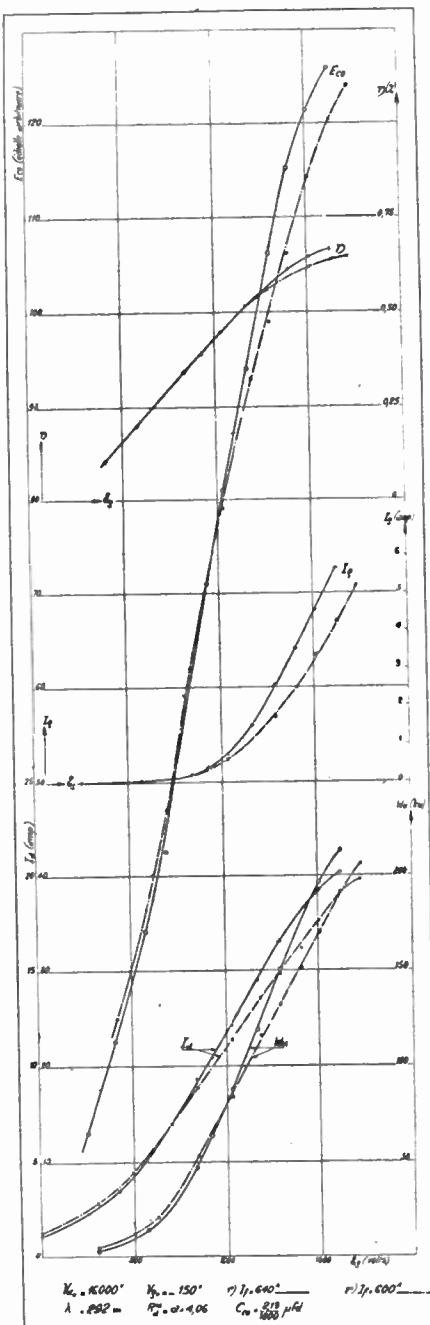


Fig. 9.

pacité négligeable aux bornes d'une petite self couplée lâche avec le circuit oscillant.

Les figures 6, 7, 8, 9, sont relatives à des adaptations correctes de la charge du circuit d'anode aux caractéristiques, ceci est visible d'après les valeurs trouvées pour le rendement, mais il est fort possible que les réglages aient pu encore être améliorés. On ne doit considérer les cas indiqués que comme des exemples de ce qu'il est possible d'obtenir. La résistance ohmique du circuit n'était

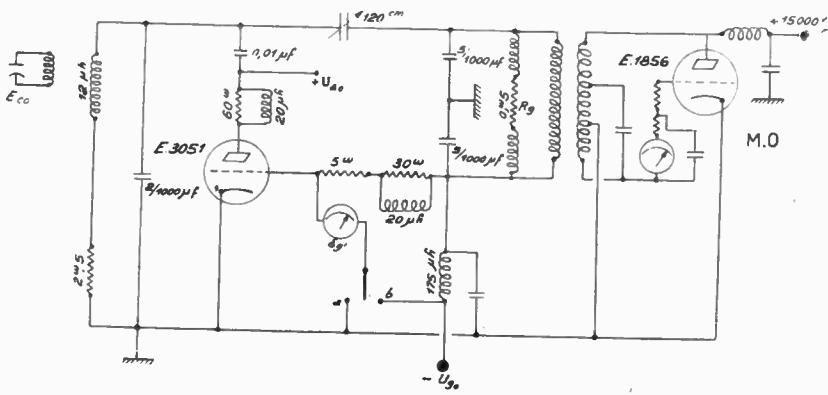


Fig. 10.

pas connue en valeur absolue d'une façon très précise lors des essais car de nombreux facteurs rendaient la mesure difficile dans les conditions d'utilisation : elle était constituée par un enroulement (sans self-induction) de fils refroidis par eau, on sait que de telles résistances ont une valeur qui peut varier avec la charge, en particulier à cause de la dérivation de courant H F dans l'eau qui augmente avec la tension aux bornes ; la valeur approximative du coefficient « a » était de l'ordre de 4.

Les courbes des figures 6, 7, 8, sont relatives à des tensions continues d'alimentation respectivement de 20, 18, et 16 KVS.

Les courbes de la figure 9 sont tracées à 16.000 V. de tension d'anode pour une charge légèrement différente de celle correspondant à la figure 8 pour deux valeurs différentes du courant de chauffage.

On peut voir à partir de cette dernière figure l'influence de la saturation sur le rendement et la puissance de sortie : il sera remarqué que dans les conditions de travail choisies, la valeur de l'émission de la cathode avait peu d'action.

B. Accord entre les puissances de sortie mesurées et prédéterminées. — A partir du réseau de la figure 4, après avoir tracé les courbes du courant et de la tension d'anode instantanés pour une charge et des conditions d'alimentation données, on peut calculer la puissance de sortie et les facteurs correspondants. En admettant une excitation sinusoïdale et une charge strictement équivalente à une

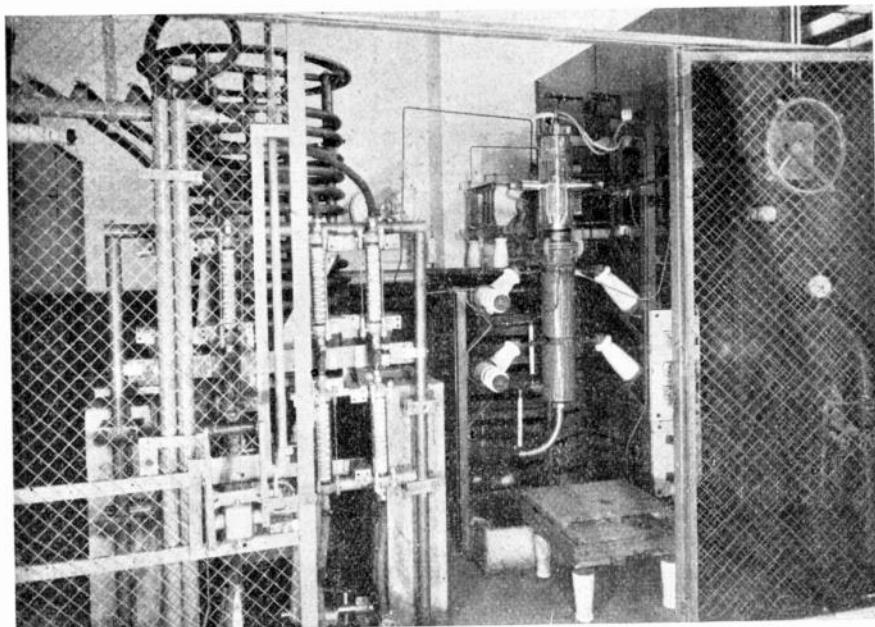


Fig. 11.

résistance ohmique les calculs sont particulièrement simples. Quelques résultats de calculs relatifs à des cas voisins de ceux qui sont illustrés par les figures 6 et 8 montrent (fig. 12 et 13) que l'accord entre les valeurs calculées et les valeurs expérimentales est acceptable.

C. Qualité de l'amplification. — L'étude des courbes $E_{cu} = f(\mathcal{E}_g)$ ou $\sqrt{W_u} = f(\mathcal{E}_g)$ permet, en principe, d'apprécier directement « la quantité de distorsion non linéaire »¹ introduite par la courbure des

1. Un amplificateur donné peut différer d'un amplificateur idéal de différentes façons :
a) des changements de phase (rotations) peuvent avoir lieu entre la sortie et l'entrée;
b) la proportionnalité entre le signal amplifié et le signal d'attaque peut varier avec la fréquence;

c) le coefficient de proportionnalité peut varier avec l'amplitude du signal d'entrée : c'est cette dernière cause qui produit la distorsion que l'on désigne ici par « non linéaire ».

caractéristiques statiques $I_a = f(V_a)$ en fonction de l'amplitude. Si l'on joint simplement par une droite les extrémités des caractéristiques de modulation on peut voir immédiatement s'il y a distorsion ou non; plus une courbe de modulation s'éloigne de la ligne droite,

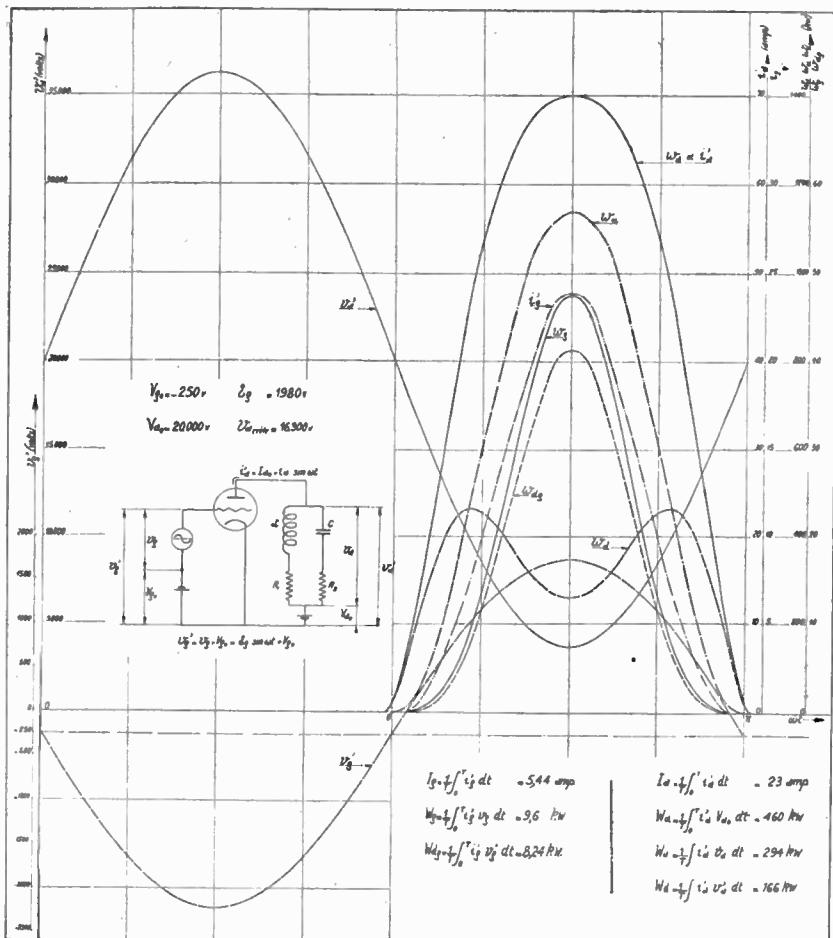


Fig. 12.

plus la distorsion due à l'effet combiné d'harmoniques présents dans le signal amplifié est grande : ceci donne une première idée de la qualité.

Pour une appréciation meilleure, il est nécessaire de chercher le développement de Fourier représentatif de la courbe périodique

obtenue à partir d'une attaque sinusoïdale. En général, la détermination numérique des coefficients de la série de Fourier est longue et fastidieuse même si l'on recourt à l'intégration mécanique.

Étant donné qu'il n'avait pas été possible matériellement de

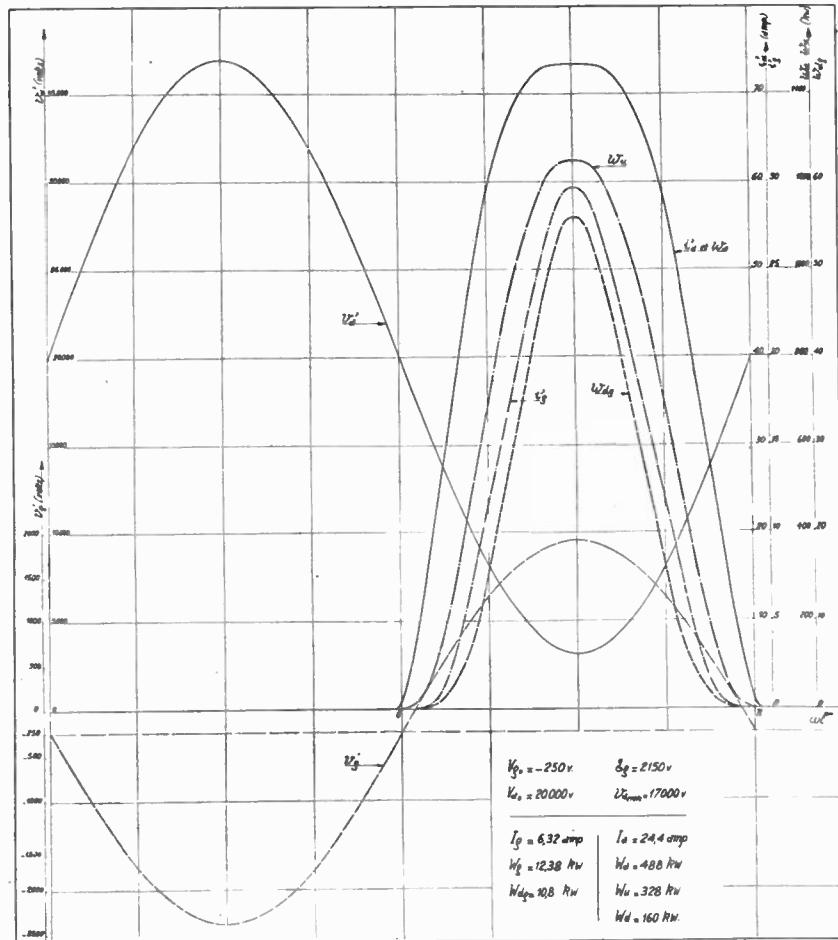


Fig. 13.

prendre toutes les précautions requises au sujet de la forme du signal d'entrée et de la constance de la résistance de charge dans les essais relatifs ici, ceux-ci ne peuvent que conduire à des informations approchées au sujet de la qualité d'amplification que peut donner le tube et il était inutile de recourir à des méthodes d'analyse compliquées pour examiner les résultats trouvés. Suivant un

procédé arithmétique simple indiqué par Lucas¹ l'auteur s'est borné ici à déterminer l'amplitude du signal fondamental et les harmoniques jusqu'au 5^e pour les courbes périodiques obtenues dans l'hypothèse d'une modulation sinusoïdale. Le procédé de calcul est directement visible sur la figure 14 et les résultats (obtenus à partir de \mathcal{E}_{co})² sont indiqués dans le tableau II pour une *modulation de 100 %* pour les conditions d'essais des figures 6 et 7; des chiffres du même ordre sont trouvés pour les figures 8 et 9.

TABLEAU II.

$V_a_o = 20.000 \text{ V.}$ Conditions de la figure 6. $W_u_{\text{porteuse}} = 80 \text{ KWS.}$	$V_a_o = 18.000 \text{ V.}$ Conditions de la figure 7 $W_u_{\text{porteuse}} = 63 \text{ KVS}$																
<table style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td>Harmonique 2 = 4,45 %</td> <td>Harmonique 2 = 8,5 %</td> </tr> <tr> <td>— 3 = 5,45 %</td> <td>— 3 = 2,4 %</td> </tr> <tr> <td>— 4 = 0,23 %</td> <td>— 4 = 0,16 %</td> </tr> <tr> <td>— 5 = 0,76 %</td> <td>— 5 = 0,24 %</td> </tr> </table> <p>D = 7,1 %.</p>	Harmonique 2 = 4,45 %	Harmonique 2 = 8,5 %	— 3 = 5,45 %	— 3 = 2,4 %	— 4 = 0,23 %	— 4 = 0,16 %	— 5 = 0,76 %	— 5 = 0,24 %	<table style="margin-left: auto; margin-right: auto;"> <tr> <td>Harmonique 2 = 8,5 %</td> <td>Harmonique 2 = 8,5 %</td> </tr> <tr> <td>— 3 = 2,4 %</td> <td>— 3 = 2,4 %</td> </tr> <tr> <td>— 4 = 0,16 %</td> <td>— 4 = 0,16 %</td> </tr> <tr> <td>— 5 = 0,24 %</td> <td>— 5 = 0,24 %</td> </tr> </table> <p>D = 8,85 %.</p>	Harmonique 2 = 8,5 %	Harmonique 2 = 8,5 %	— 3 = 2,4 %	— 3 = 2,4 %	— 4 = 0,16 %	— 4 = 0,16 %	— 5 = 0,24 %	— 5 = 0,24 %
Harmonique 2 = 4,45 %	Harmonique 2 = 8,5 %																
— 3 = 5,45 %	— 3 = 2,4 %																
— 4 = 0,23 %	— 4 = 0,16 %																
— 5 = 0,76 %	— 5 = 0,24 %																
Harmonique 2 = 8,5 %	Harmonique 2 = 8,5 %																
— 3 = 2,4 %	— 3 = 2,4 %																
— 4 = 0,16 %	— 4 = 0,16 %																
— 5 = 0,24 %	— 5 = 0,24 %																

Ce tableau indique aussi le coefficient calculé correspondant au « Klirrfactor³ ». Les valeurs trouvées (inférieures à 10 %) sont

1. G. S. C. Lucas : *The Wireless Engineer VIII*, 595, 1931 et vol. VIII, 630, 1931 (discussion de P. K. Turner).

2. Des chiffres du même ordre de grandeur sont trouvés à partir des mesures de la température pour D (respectivement 7,57 et 5,32 %).

3. On sait que les règles relatives à la qualité de l'amplification définissent un facteur de distorsion total (Klirrfactor) qui est le rapport entre les valeurs efficaces du courant de distorsion et du courant fondamental.

Si le courant produit par l'action de la modulation $U_g = \mathfrak{U}_g \cos \Omega t$ est :

$$i_p = I_a + I_1 \cos \Omega t + I_2 \cos 2\Omega t + \dots$$

la distorsion totale correspond aux termes :

$$i_d = I_2 \cos 2\Omega t + I_3 \cos 3\Omega t + \dots$$

et le Klirrfactor est : $D = \sqrt{\frac{I_2^2}{I_a^2} + \frac{I_3^2}{I_a^2} + \dots}$.

Ce coefficient est déterminé d'habitude *expérimentalement une fois un amplificateur construit* en mesurant successivement la valeur efficace du courant total de sortie (courant antenne) puis celle du fondamental et des harmoniques isolés au moyen de filtres convenables, il tient évidemment compte de causes de distorsion étrangères qui s'ajoutent à celle que détermine la courbure des caractéristiques du tube; mais aussi certains harmoniques peuvent être éliminés ou atténusés par des filtres convenables disposés entre le circuit oscillant du tube et le circuit du système rayonnant.

tout à fait satisfaisantes puisqu'il s'agit de chiffres dans lesquels interviennent les harmoniques pairs absents dans les circuits d'utilisation habituels des postes de radiodiffusion (montage symétrique¹).

D. *Puissance de commande et dissipation de grille.* — A partir des caractéristiques de la figure 15 il est possible de calculer la

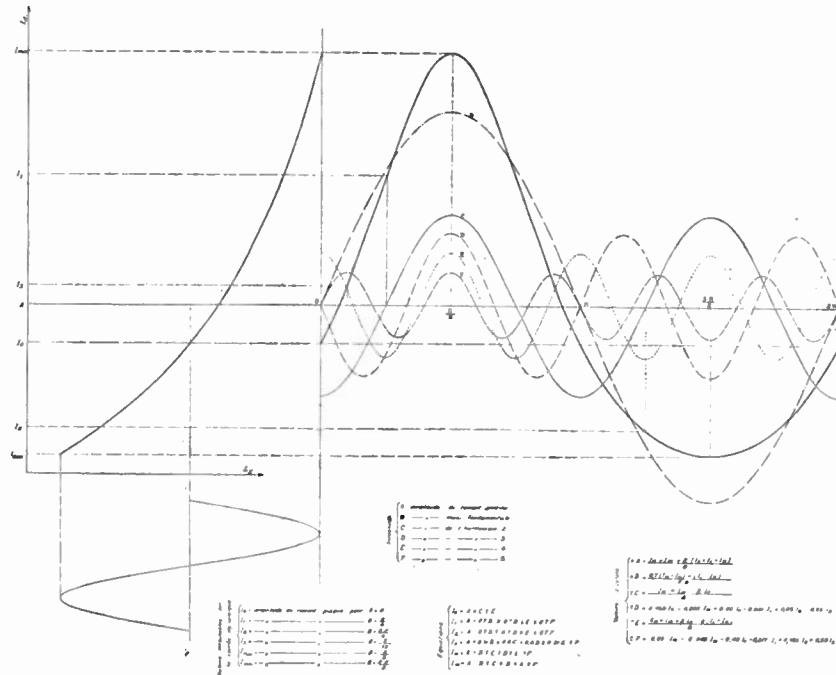


Fig. 14.

puissance de commande W_g et la perte de chaleur sur la grille W_{dg} .

Quelques résultats sont donnés sur les figures 12, 13 relativement aux cas qu'elles caractérisent. Pour les obtenir, on a tracé les courbes du courant de grille en fonction du temps :

$$i_g' = f(t).$$

1. Le montage « symétrique » ou « push pull » est employé dans ce but : quel que soit le régime de fonctionnement choisi, si les tubes sont bien identiques et si le système est bien équilibré les harmoniques pairs n'existent pas dans le circuit d'utilisation.

En mesurant la surface limitée par les courbes on obtient la valeur moyenne (courant continu de grille) :

$$I_{g_0} = \frac{1}{T} \int_0^T i_g' dt$$

la puissance d'excitation¹ est définie à partir de la surface :

$$i_g' v_g = f(t)$$

obtenue en multipliant les ordonnées de la courbe de courant par

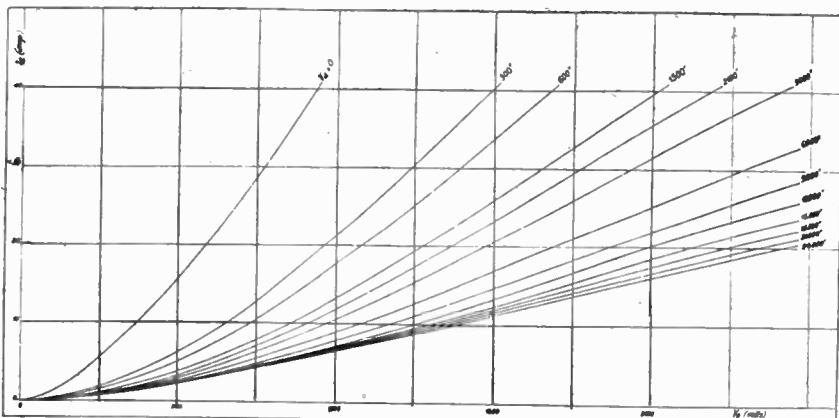


Fig. 15.

les ordonnées correspondantes de la courbe de tension d'excitation $v_g = E_g \sin \omega t$.

$$W_g = \frac{1}{T} \int_0^T i_g' v_g dt$$

la quantité de chaleur perdue sur la grille est de même :

$$W_{d_g} = \frac{1}{T} \int_0^T i_g' v_g' dt.$$

Étant donnée la façon dont a été conduit le calcul des caractéristiques de grille de la figure 15, les valeurs trouvées ne sont susceptibles, vraisemblablement, d'être erronées que par excès, autrement dit, les valeurs réelles des courants primaires doivent

1. A la puissance de commande définie ici, il faut ajouter pour la prévision de l'étage d'excitation la perte dans la résistance shunt de l'espace filament grille qu'il est indispensable d'employer.

leur être inférieures et dans certaines régions assez nettement : nous pensons qu'une erreur de 25 % peut être introduite pour certains points.

Les calculs que l'on peut faire à partir de ces courbes donnent donc une limite supérieure pour W_g et W_{d_g} , mais seule la valeur de W_{d_g} a un intérêt pratique. En effet, on n'a pas tenu compte pour la prévision des caractéristiques de la figure 15 de l'émission secondaire de grille qui diminue considérablement la valeur du courant grille, or, les courants qui importent pour la puissance de commande sont les courants qui circulent dans le circuit extérieur, c'est-à-dire ceux qui résultent du mécanisme de répartition primaire entre grille et anode et d'émission secondaire de la grille. Du fait de l'émission secondaire la puissance de commande peut être très réduite, elle peut devenir nulle, il se peut même que le circuit interne de grille n'absorbe pas d'énergie mais en fournit; ceci est bien connu.

Si c'est la valeur du courant résultant (différence entre le courant primaire de grille et le courant d'émission secondaire grille anode) qui importe pour la puissance d'excitation, c'est le courant de grille primaire qui intervient pour déterminer la quantité de chaleur perdue sur cette électrode car, comme il a été remarqué plus haut, la quantité d'énergie primaire transformée en énergie d'électrons secondaires, est pratiquement négligeable. Les caractéristiques de la figure 15 sont donc seulement utiles, mais cela est capital, pour atteindre cette perte de chaleur et avoir directement une idée des résultats que l'on ne peut dépasser sans compromettre le fonctionnement correct du tube.

Quand l'on considère des régimes pendant lesquels l'influence de l'émission secondaire diminue d'importance, les valeurs moyennes du courant grille et la puissance de commande calculées se rapprochent des valeurs expérimentales. De tels résultats sont par exemple obtenus quand, partant du régime de porteuse, on tend vers le régime de crête ou bien quand l'on atteint un régime de fonctionnement tel que l'émission secondaire ne soit susceptible d'agir que pendant une faible fraction du cycle.

En résumé, les courbes de la figure 15 peuvent être utilisées pour étudier les limites de travail à s'imposer; en les utilisant également pour la prévision des puissances d'excitation, on obtient des

valeurs trop grandes mais qui donnent une première idée fausse par excès, ce qui est prudent, de l'étage de commande.

Les résultats déductibles des caractéristiques de la figure 15 viennent en aide à ceux qui sont donnés, pour un circuit expérimental sur lequel les mesures nécessaires peuvent être faites, par la relation indiquée par Thomas¹ pour la puissance d'excitation d'un amplificateur classe C :

$$W_g = \mathcal{E}_g I_{g_0}$$

où \mathcal{E}_g désigne la tension de crête de grille
 I_{g_0} le courant continu de grille.

En effet, cette relation qui est établie en admettant que le fondamental du courant alternatif de grille ne diffère du double du courant continu que par un terme négligeable en première approximation, ne faisant intervenir que le courant moyen influencé par les conditions de travail et la forme des caractéristiques, ne peut fournir aucun résultat utile pour les pertes de chaleur sur la grille.

Les rapports $\frac{\text{puissance commandée}}{\text{puissance de commande}}$ obtenus à partir des caractéristiques des figures 6, 7, et 8 sont de l'ordre de 30 en régime de crête. Ces valeurs, d'après ce qui a été dit au sujet du courant d'anode et du courant grille, ne sont vraisemblablement susceptibles d'être erronées que par défaut vis-à-vis des valeurs expérimentales probables : les chiffres trouvés sont néanmoins satisfaisants pour des tubes de cette puissance.

Il convient enfin de noter que le tube, pour lequel ont été tracées les courbes des figures 6, 7, 8, 9 bien qu'ayant, à très peu de chose près, les mêmes caractéristiques d'anode que le tube pour lequel on a tracé la caractéristique de grille de la figure 5, avait une émission secondaire de grille relativement beaucoup plus importante ; il fut remédié à cet inconvénient dans les modèles suivants (d'ailleurs sans introduire un courant de grille plus élevé).

La forme du courant moyen de grille en fonction de la tension d'excitation pour cette lampe (fig. 6 par ex.), qui est celle que l'on trouve généralement pour la plupart des tubes, s'explique facilement par le fait qu'en régime de crête, la différence positive

1. Thomas : Proc. Inst. Rad. Eng. 21-1134-1933.

entre la tension d'anode et la tension de grille qui sert à accélérer les électrons secondaires de grille vers l'anode et à surmonter la charge d'espace grille-anode, est, en moyenne, (le long du cycle) beaucoup plus faible qu'en « porteuse ».

L'exposé précédent est relatif aux résultats obtenus avec les premières réalisations expérimentales du tube étudié. Il sera complété ultérieurement par une note¹ dans laquelle seront mentionnées les améliorations et modifications qui ont déjà été apportées ou le seront, par rapport aux modèles décrits ici. Les résultats correspondants seront indiqués.

APPENDICE

I. Précautions pour l'utilisation des tubes.

L'utilisation de tubes de grande puissance nécessite un certain nombre de précautions spéciales lors de la prévision des circuits : certains phénomènes, peu importants avec des tubes de faible puissance, peuvent avoir des conséquences très graves avec les gros tubes. L'auteur attire l'attention sur deux textes qui peuvent être pris en considération avec beaucoup d'intérêt, à ce sujet : celui de Gossling (J. I. E. E. 460-1932) et celui de Fyler (Proc. Inst. Rad. Eng. 23-985-1935). Dans le premier l'auteur après avoir étudié d'une façon très soignée et très complète le phénomène physique qui est à la base du « Rocky point effect » (maintenant peu fréquent avec des tubes conçus et réalisés correctement), préconise quelques mesures utiles pour le rendre peu dangereux. Dans le second, son auteur décrit différents types de parasites et des formes diverses d'instabilité souvent rencontrées dans les émetteurs radioélectriques; il indique et discute les méthodes de localisation et d'élimination de ces phénomènes.

II. Amplificateur HF classe B.

La caractéristique d'un amplificateur classe B est la proportionnalité entre le courant dans le circuit oscillant (proportionnel à la racine carrée de la puissance

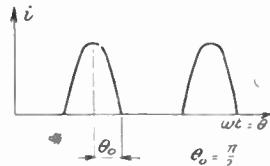


Fig. 16.

utile) et la tension d'excitation de grille. Ce caractère particulier de l'oscillation est obtenu en faisant fonctionner le tube avec une polarisation de grille telle que le courant d'anode soit pratiquement nul quand l'amplitude de l'excitation est nulle; le courant d'anode ne passe que durant chaque alternance positive de

1. Vraisemblablement publiée dans le Bulletin de la Société Française Radioélectrique.

la tension alternative de grille, il a alors une forme correspondant approximativement à celle qui est montrée figure 16. Les courbes du courant instantané sont des demi-sinusoides si l'excitation est sinusoïdale et si le point de fonctionnement ne se déplace que sur les parties droites des caractéristiques.

III. Représentation graphique dans le cas de caractéristiques rectilignes.

Supposons, en première approximation, que les caractéristiques statiques d'une triode, puissent être assimilées à des droites parallèles et équidistantes dans toute l'étendue du réseau (seulement limité par $I_a = I_s$), comme cela est schématisé figure 17 et qu'elles se succèdent régulièrement sans modification jusqu'au voisinage de $V_a = 0$ quand U_g augmente.

Le fonctionnement du tube connecté à un circuit anti-résonnant et alimenté en classe B peut être représenté d'une façon très simple : quelle que

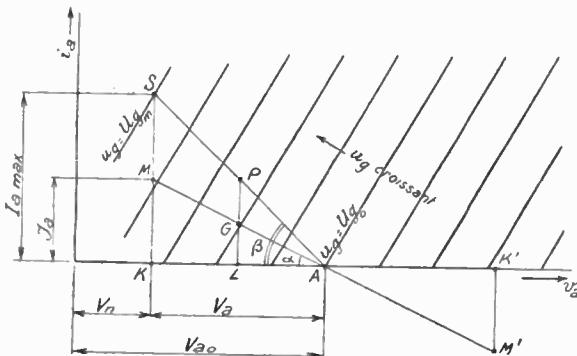


Fig. 17.

soit la façon dont la résistance de charge est réunie au circuit, on peut toujours trouver une résistance « shunt » R qui, connectée entre filament et anode, soit équivalente à celle du circuit « anode » pour la fréquence fondamentale; de cette façon (dans cette hypothèse de résistance « équivalente ») schématiquement le circuit oscillant n'a pour fonction que de maintenir la tension H. F. en forme sinusoïdale.

Le courant dans la résistance R est évidemment proportionnel à la tension aux bornes de telle façon que la caractéristique dynamique de la « charge » est une droite MM' faisant avec l'axe des tensions un angle α tel que $\operatorname{tg} \alpha = \frac{I}{R}$ et passant par l'origine de la tension HF qui est le point A défini par U_{g_0} et U_{a_0} . Cette droite de charge est symétrique par rapport au point origine A car le courant circule dans la résistance durant la totalité du cycle d'oscillation et non seulement pendant le moment où passe le courant d'anode. Si $\mathfrak{V}_a = AK$ et $J_a = KM$ sont respectivement l'amplitude de la tension et du courant aux bornes de la résistance R la puissance que celle-ci dissipe est $\mathfrak{P}_{aR} = \mathfrak{V}_a J_a / 2$ et elle est représentée par la demi-somme des aires des triangles AMK et $A'M'K'$ ou par l'aire du triangle AMK .

Dans le cas d'oscillations de la première espèce et d'excitation sinusoïdale et pour une alimentation en classe B, si $I_{a_{\max}}$ désigne la valeur maximum de l'in-

tensité atteinte par le courant d'anode, la puissance délivrée par le tube peut s'écrire aussi :

$$W_u = \frac{1}{2} \frac{\mathfrak{V}_a I_{a \max}}{2} \quad (1)$$

ou :

$$4W_u = \mathfrak{V}_a I_{a \max}.$$

Sous cette dernière forme, on voit que le lieu géométrique des extrémités des caractéristiques dynamiques du tube à puissance de sortie constante est une hyperbole équilatère dont les asymptotes sont l'axe des tensions d'anode et sa perpendiculaire passant par $V_{a_0} = V_{a_0}$ et que pour des puissances de sorties différentes $W_{u_1}, W_{u_2}, W_{u_3}$, à tension V_{a_0} constante, on définit une famille d'hyperboles conservant les mêmes asymptotes.

Comme la puissance utile est celle qui est mise en jeu dans la résistance R on a :

$$\frac{\mathfrak{V}_a I_a}{2} = \frac{\mathfrak{V}_a I_{a \max}}{4}, \quad \text{d'où} \quad I_{a \max} = 2 I_a.$$

Si $I_{a \max} = KS$ le point M est au milieu de KS et, autrement dit, le lieu géométrique du courant maximum pour une résistance de charge donnée est une droite AS telle que : $\operatorname{tg} \beta = 2/R$; le point S se trouve sur une certaine caractéristique statique $i_a = f(U_a)$ correspondant à une tension grille U_{gm} : la différence entre U_{gm} et U_{g0} est l'excitation E_g nécessaire pour obtenir la puissance utile W_u qui se mesure aussi par la moitié de l'aire du triangle AKS.

AS est également le chemin de modulation en amplification classe B. Si l'on prend comme origine (pour la modulation et non pour le signal HF dont l'origine reste définie comme précédemment) le point P pris au milieu de AS il est possible de faire varier l'amplitude de la tension HF depuis l'origine de la modulation jusqu'à la valeur o , pendant l'alternance négative (modulation à 100 %). Il est visible sur le diagramme que la puissance de sortie instantanée varie avec la modulation entre quatre fois la puissance à l'origine de la modulation et zéro. La puissance HF en l'absence de modulation (correspondant au point P) est la « puissance porteuse », la tension alternative AL est la tension « porteuse » et le courant LG est le courant d'anode « porteur ».

La différence entre la puissance fournie à la lampe qui est évidemment :

$$W_a = V_{a_0} \frac{I_{a \max}}{\pi} \quad (2)$$

et la puissance W_u , correspond à la dissipation d'anode W_d .

L'équation $W_d = W_a - W_u$ peut s'écrire :

$$W_d = V_{a_0} \frac{I_{a \max}}{\pi} - \frac{\mathfrak{V}_a I_{a \max}}{4} \quad (3)$$

ou :

$$4W_d = \left(\frac{4}{\pi} V_{a_0} - \mathfrak{V}_a \right) I_{a \max}$$

ce qui signifie qu'à dissipation W_d donnée, le lieu géométrique des extrémités des lignes de fonctionnement est une famille d'hyperboles équilatères ayant comme asymptotes l'axe des tensions et la perpendiculaire passant par le point

$$\left(1 - \frac{4}{\pi} \right) V_{a_0}.$$

Le rendement énergétique d'anode a pour expression :

$$\eta = \frac{W_u}{W_a} = \frac{\pi}{4} \frac{V_a^2}{V_{a_0}}$$
 (4)

et il est d'autant plus élevé que la tension de déchet $V_D = V_{a_0} - V_a$ est faible. Il est directement visible que, pour que, simultanément, un grand rendement et une grande puissance utile soient obtenus, il faut que sur les caractéristiques $i_a = f(V_a)$, à une faible tension de déchet corresponde un grand courant anodique.

R. WARNECKE.

CONFÉRENCE DE DOCUMENTATION

AMPLIFICATEURS A CONTRE-RÉACTION¹

par L. CHRÉTIEN.

Ing. E. S. E.

(suite et fin)

I. — TENSION DE LA RÉACTION EMPRUNTÉE DIRECTEMENT AU CIRCUIT ANODIQUE

Montages 13 et 14.

La réaction est directement empruntée au circuit anodique. Le schéma 13 est, en particulier, extrêmement simple puisqu'il ne

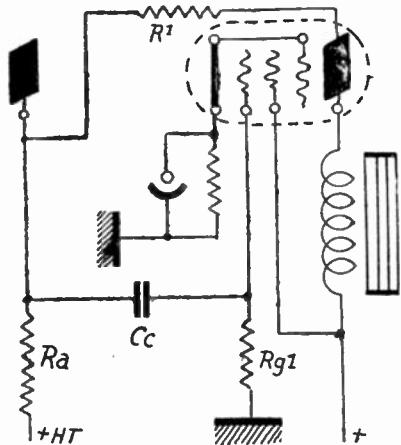


Fig. 13.

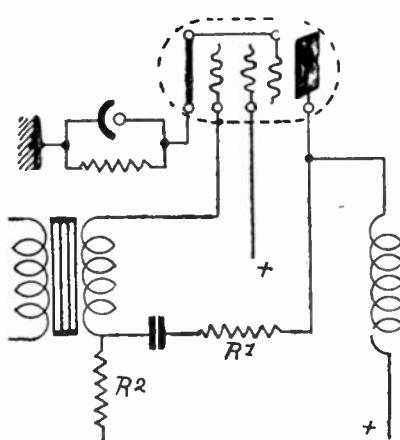


Fig. 14.

diffère du montage classique que par l'adjonction de la résistance R_1 .

La détermination du taux de réaction se fera de la manière suivante :

La tension réactive est développée au bornes de R_a . La tension

1. Voir *O. E.*, janvier 1938, 5-21.

totale est celle que l'on trouve aux bornes de $R_a + R_t$. En conséquence, le taux de réaction r est :

$$\frac{R_a}{R_a + R_t}$$

Ce calcul suppose que R_g est beaucoup plus grande que R_a et que l'impédance effective de l'ensemble R_a , R_c , R_g est comparable à R_a . S'il n'en était pas ainsi, il serait bien facile de tenir compte de la différence.

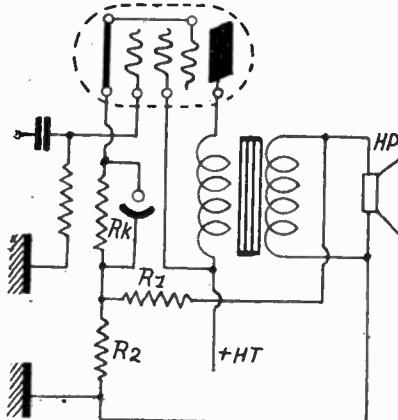


Fig. 15.

R_g et l'impédance de charge du tube final.

Couplage par transformateur (fig. 15).

La tension de contre-réaction peut être directement appliquée au circuit de la grille. Le schéma correspondant est indiqué figure 15.

II. — TENSION DE RÉACTION EMPRUNTÉE AU SECONDAIRE DU TRANSFORMATEUR DE SORTIE

Les effets de la contre-réaction se font naturellement sentir sur tous les éléments qui sont inclus dans le circuit. Aussi a-t-on intérêt à emprunter la tension de réaction au circuit de la bobine mobile. On corrigera ainsi, dans une mesure importante, les défauts fréquents du transformateur de sortie.

Les schémas correspondants sont indiqués figures 16 et 17.

Montages symétriques. Tous les montages précédents peuvent s'adapter aux montages symétriques. Nous en donnons deux exemples figures 18 et 19.

Remarques sur les montages précédents.

En appliquant la contre-réaction au tube final d'un amplificateur, on admet implicitement que la distorsion dans les étages précédents peut être négligée. C'est à peu près exact quand l'étage final n'est

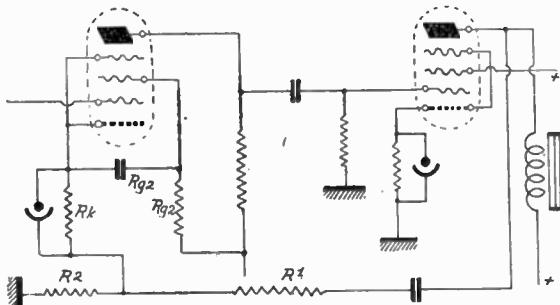


Fig. 16.

pas à contre-réaction, mais c'est faux après application. Un exemple pratique illustrera mieux cette conséquence.

Considérons un amplificateur comportant un tube d'entrée EF6 et un tube de puissance EL3. Pour moduler à fond le tube EL3, une

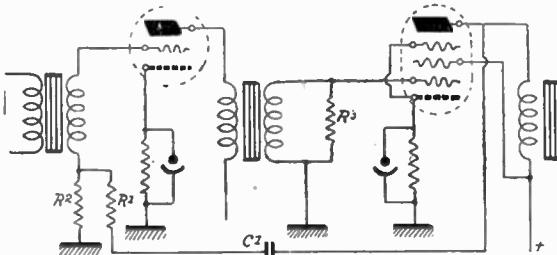


Fig. 17.

tension d'attaque de 4 volts efficaces est suffisante. La puissance utile fournie est alors de 4,5 watts environ et le taux de distorsion atteint 10 %, ce qui est notable.

Appliquons une contre-réaction sur le tube final de telle sorte que la sensibilité soit 5 fois plus faible. C'est dire que la modulation

complète ne pourra être obtenue que pour 20 volts efficaces. La puissance fournie sera encore de l'ordre de 4 watts et la distorsion ne sera plus que 2 % environ.

Mais il sera nécessaire que le tube préamplificateur fournisse

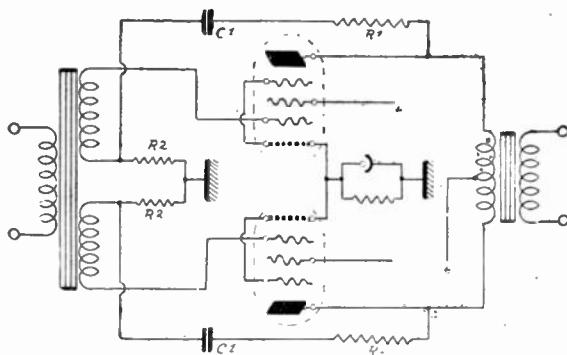


Fig. 18.

une tension d'attaque de 20 volts. La distorsion, négligeable (de l'ordre de 0,1 %) quand il s'agissait de fournir 4 volts, ne l'est plus maintenant. Elle sera d'environ 6 % dans les meilleures conditions et ces 6 % viendront naturellement s'ajouter aux 2 % encore produits

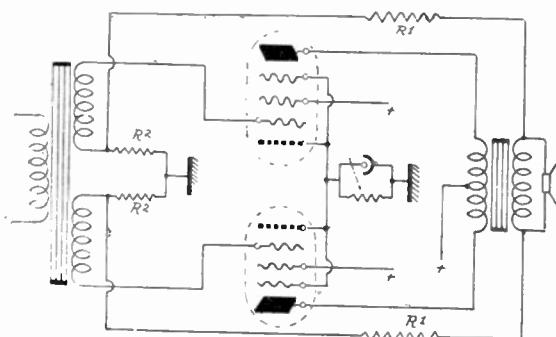


Fig. 19.

par l'étage final. Le bénéfice réalisé est donc douteux.

L'emploi d'un tube préamplificateur plus puissant n'aurait point amené d'amélioration. Il aurait fallu, dans ce cas, reporter le supplément de travail sur les étages précédant le tube diode. On aurait, dans ce cas, provoqué de la distorsion par surmodulation.

Contre-réaction appliquée à deux étages en cascade.

Dans un tel cas, la solution c'est d'appliquer la réaction négative à l'amplificateur tout entier, c'est-à-dire entre circuit de sortie du tube EL_3 et grille d'entrée du tube EF_6 . Nous allons brièvement passer en revue les circuits qui permettent d'obtenir ce résultat.

Les schémas sont donnés figures 20 à 23 et correspondent aux cas

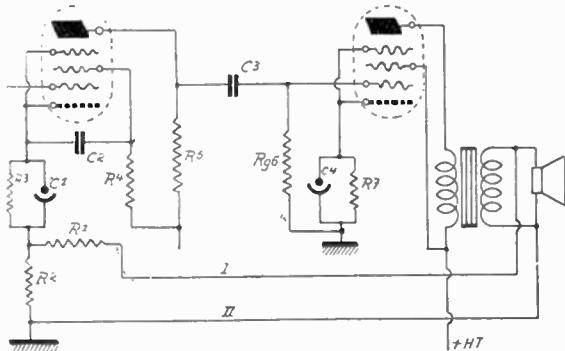


Fig. 20.

de deux étages couplés par résistances et par transformateurs.

On remarquera que, dans la figure 19, on a pris soin de découpler l'écran du tube préamplificateur directement par rapport à la cathode.

Si le condensateur C_2 était, comme habituellement, branché entre écran et masse il est évident que la contre-réaction serait également appliquée sur l'écran de la lampe.

Tension de contre-réaction empruntée au transformateur de sortie.

Une attention particulière doit être portée au schéma de la figure 20 parce qu'il est aujourd'hui d'un emploi tout à fait courant dans les récepteurs de T. S. F. commerciaux.

Exemple d'application.

Supposons qu'il s'agisse de l'amplificateur dont il a été question plus haut : tube d'entrée EF_6 — tube de sortie EL_3 .

Les tensions d'entrée sont celles que nous fournit un détecteur diode ou un pick up. Pour que la détection par diode soit linéaire il faut que l'amplitude des tensions à haute fréquence soit suffisante. Ces conditions seront remplies quand nous pourrons recueillir des tensions téléphoniques efficaces de l'ordre de 0,5 volt aux bornes de la résistance de charge. Les tensions efficaces fournies par un pick up de bonne qualité courante sont aussi de cet ordre de grandeur. Nous pouvons donc admettre que les tensions d'entrée sont de 0,5 volt efficaces.

À son maximum de charge, le tube EL₃ fournit une puissance modulée de 4 watts environ.

La bobine mobile du haut-parleur utilisé a une impédance de 4 ohms (supposée constante — ce qui n'est qu'approximativement exact). La puissance de 4 watts correspond à une tension E, développée aux bornes de la bobine mobile telle qu'on ait :

$$\frac{E^2}{R} = 4 \text{ ou } \frac{E^2}{4} = 4$$

$$\text{d'où } E = 4.$$

En conséquence, entre l'entrée et la sortie de l'amplificateur il nous suffira d'un gain en tension G tel qu'on ait :

$$G = \frac{4}{0,5} \text{ ou } 8.$$

Cela nous permet de fixer le taux de réaction puisque l'on doit avoir :

$$G = -\frac{1}{r} \text{ d'où } r = -\frac{1}{8} \text{ ou } -0,125.$$

Nous pouvons maintenant déterminer la valeur de R₁ et de R₂.

Bien des combinaisons seraient possibles si la seule condition à réaliser était :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} = 0,125.$$

Mais nous devons encore nous fixer les conditions suivantes :

a) R₂ doit être négligeable par rapport à R₃ — sinon une réaction proportionnelle à l'intensité plaque serait appliquée au tube EF₆.

b) $R_2 + R_t$ doit être grand par rapport à la résistance de la bobine mobile pour que la puissance soustraite soit négligeable.

La résistance R_3 mesurera, par exemple, 2.500 ohms.

En adoptant $R_2 = 20$ ohms la condition a est largement satisfaite.

Calculons R_t :

$$\frac{20}{20 + R_t} = 0,125.$$

$$\text{d'où } R_t = 140 \text{ ohms.}$$

La condition b se trouve également satisfaite puisque

$$R_2 + R_t = 160 \text{ ohms.}$$

Il est intéressant de calculer l'amélioration du taux de distorsion. Pour cela nous calculerons : le gain de l'amplificateur sans réaction — puis la distorsion correspondante. La distorsion se trouvera réduite dans le même rapport que le gain.

Le tube EF₆ peut donner sans difficulté un gain de 150 (il peut donner exactement 180, avec une distorsion de 1,8 %) — en réduisant le gain à 158, la distorsion tombe à environ 0,5 % avec les constantes suivantes :

Tension anode : 250 v.

Résistance anode : 200.000 ohms.

Intensité anodique : 0,92 mA.

Résistance écran : 400.000 ohms.

Intensité grille écran : 0,38 mA.

Résistance cathodique : 2.500 ohms.

Polarisation : 3,2 v.

Le tube EL3 fournit une puissance de 50 mW pour une tension d'attaque de 0,32 volts. A cette puissance correspond, aux bornes de la bobine mobile, une tension telle que l'on ait : $\frac{E^2}{4} = 0,05$, d'où l'on tire $E = 0,45$ environ.

Le gain en tension est donc sensiblement de : $\frac{0,45}{0,32} = 1,4$ environ.

Le gain total de l'amplificateur est : $1,4 \times 150 = 210$.

Le facteur de réaction rG est donc égal à : $0,125 \times 210 = 26,25$.

La distorsion en fonctionnement normal (2 W modulés) était de l'ordre de 3 %.

Après application de la contre-réaction, elle tombera à : $\frac{3}{26,25}$ soit approximativement 0,1 %. Elle est donc pratiquement négligeable.

Cas d'un tube multiple.

L'emploi d'un détecteur combiné duo-diode-triode, duo-diode-penthode soulève des difficultés particulières parce que la cathode

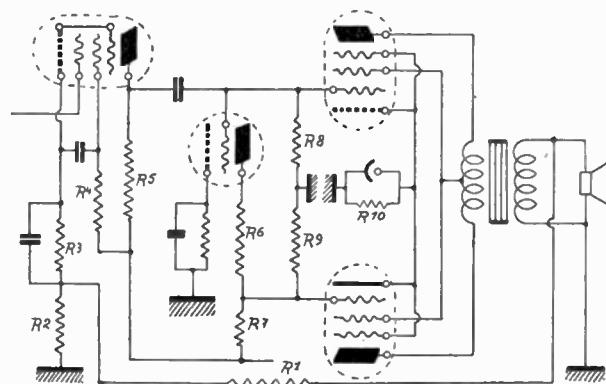


Fig. 21.

est commune aux éléments redresseurs (diode) et aux éléments amplificateurs.

Si des précautions spéciales ne sont pas prises, il est évident que la tension de contre-réaction est transmise à l'anode de détection. Il y aurait donc rectification de cette tension et les conséquences de ce phénomène seraient désastreuses. Mieux vaudrait certainement se passer complètement de contre-réaction.

Pourtant de nombreux périodiques « techniques » (?) ont publié des schémas et même des descriptions complètes d'appareils utilisant le montage de la figure 20, adapté à une lampe détectrice combinée. Il y a là une erreur technique et tout autre commentaire serait superflu.

Si l'on était dans la nécessité absolue d'utiliser un tube combiné, on pourrait avoir recours au schéma figure 23.

La résistance R_4 est la résistance de polarisation du tube.

La tension de contre-réaction est transmise à la grille du tube à travers la résistance R_6 . Elle n'atteint pas l'anode de redresse-

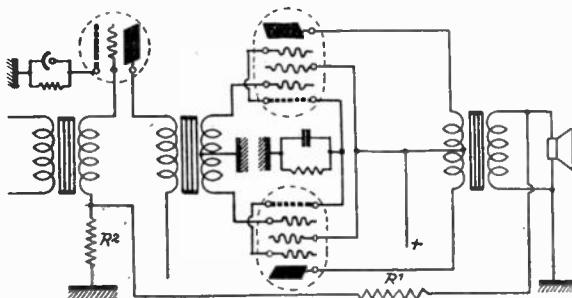


Fig. 22.

ment, grâce à la présence de R_5 ($R_6 \doteq R_5 = 1$ mégohm).

Mais il est évident que l'ensemble R_5-R_6 constitue un diviseur de tension, dont la présence vient réduire de moitié la sensibilité.

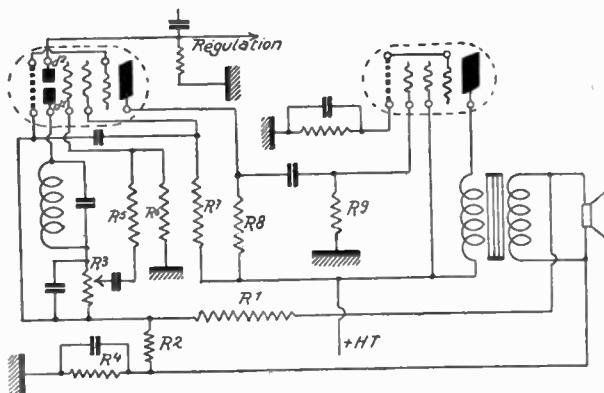


Fig. 23.

Dans la plupart des cas, il sera largement préférable de prévoir des tubes séparés pour la détection et pour la préamplification.

Application aux circuits symétriques.

Les schémas correspondants n'appellent aucun commentaire spécial (fig. 21-22).

Amplificateurs à plus de deux étages.

La mise au point d'un amplificateur réactif à deux étages se fait généralement sans peine. Mais le problème de la stabilité se pose d'une manière extrêmement sérieuse s'il s'agit de trois ou quatre étages. Les difficultés s'accroissent d'ailleurs, avec l'importance de l'amplification *en tension*, avec la largeur de la bande de fréquence transmise par l'amplificateur et avec l'importance du taux de réaction.

On comprendra que l'écart de phase devient de plus en plus important avec le nombre d'étages.

Pour tourner ces difficultés, on peut recourir à divers artifices.

1^o Réduction du gain d'un des étages.

Un artifice de mise au point est indiqué par F. E. Terman (Feedback Amplifiers Design : *Electronics*, vol. 10, n° 1, janvier 1937). Il consiste à construire l'amplificateur de telle sorte que la courbe de transmission de deux étages ne soit pas très étendue. Le troisième étage a une courbe très étendue, mais est conçu pour n'introduire qu'un écart de phase peu important. De cette manière, aux extrémités de la gamme des fréquences, le gain en tension sera assez faible pour que l'amplificateur demeure stable, malgré que le déphasage atteigne les valeurs dangereuses.

Cette méthode a évidemment l'inconvénient de réduire la qualité de l'amplificateur.

2^o Double ou triple contre-réaction.

Une autre méthode, utilisée par l'auteur en plusieurs occasions, donne plus simplement des résultats meilleurs.

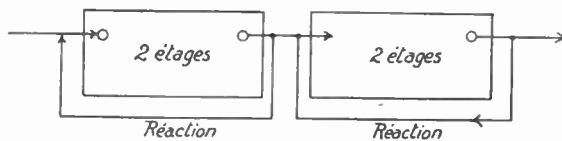


Fig. 21.

Un amplificateur à contre-réaction possède une propriété précieuse : l'écart de phase entre les tensions d'entrée et de sortie

est presque constant pour toutes les fréquences à condition, naturellement, que les tensions de réaction soient uniquement transmises par des résistances.

On pourra donc, en quelque sorte, fractionner la contre-réaction. Si, par exemple, on veut construire un amplificateur à quatre étages on fera réagir le second étage sur le premier, puis le

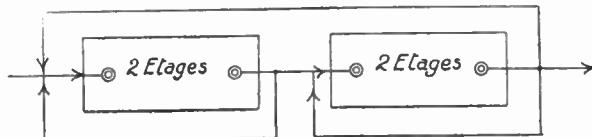


Fig. 25.

quatrième sur le troisième. On pourra ainsi arriver aux combinaisons schématisées sur les figures 24 et 25.

3^e Compensation de l'écart de phase.

Une autre solution que nous avions envisagée, mais que le succès de la solution précédente nous a permis de laisser dans le domaine des possibilités théoriques, pourrait consister à prévoir un circuit réactif introduisant un écart de phase qui vienne, précisément, corriger celui de l'amplificateur.

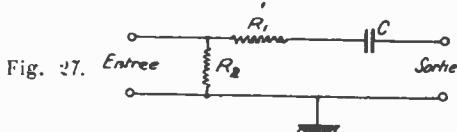
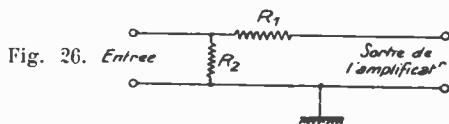
Circuits Correcteurs.

On pourra corriger la caractéristique de fréquence d'un amplificateur à contre-réaction en introduisant, dans le circuit de réaction, des dispositifs dont l'impédance varie avec la fréquence.

D'une manière générale, le circuit de contre-réaction peut être schématisé comme sur la figure 26. Si nous introduisons un condensateur en série, comme sur la figure 27, il est évident que le taux de contre-réaction ne sera pratiquement pas changé dans la zone des fréquences pour laquelle l'impédance du condensateur est négligeable par rapport à R_1 . Par contre, pour les fréquences les plus basses, c'est-à-dire pour lesquelles $\frac{1}{C_{\infty}}$ est de l'ordre de grandeur de R_1 , le taux de contre-réaction se trouvera sensiblement réduit de moitié. En conséquence, le gain se trouvera sensiblement

doublé $\left(\frac{1}{r}\right)$. A condition toutefois, qu'en l'absence de contre-réaction l'amplificateur ait encore, pour ces fréquences graves, un gain appréciable, tel que le facteur de réaction — $r G$ soit nettement plus grand que 1.

Si nous avons souligné la phrase précédente, c'est que de nombreux auteurs semblent bien ne pas en avoir compris l'importance. Il ne faut pas, par exemple, négliger la réalisation de



l'amplificateur, sous prétexte que la contre-réaction arrangera tout cela. C'est vrai en partie si l'on ne veut pas favoriser certaines fréquences.

Il est toutefois des cas où la contre-réaction peut amener véritablement un accroissement du gain relatif à certaines fréquences, c'est... quand elle n'est plus de la *contre-réaction* mais de la réaction positive.

Cela peut se produire aux extrémités du spectre des fréquences acoustiques, lorsque le déphasage atteint des valeurs importantes. Mais, c'est un effet fort dangereux. On pourrait presque dire que l'amplificateur est en équilibre instable. Un choc électrique quelconque peut déclencher l'apparition d'oscillations incoercibles. Nous indiquerons un peu plus loin un exemple de ce phénomène.

Les dispositifs correcteurs peuvent être, soit des condensateurs, soit des inductances. Il est évident que leur valeur doit être calculée en tenant compte de la grandeur de leur impédance pour la fréquence considérée, par rapport aux autres impédances en circuit.

Emploi de Condensateurs.

1^o Correction des graves.

Un condensateur en série dans le circuit de contre-réaction (fig. 27) diminue la contre-réaction pour les fréquences graves et, par conséquent, apporte un « gain » supplémentaire pour ces fréquences.

Dans l'exemple pratique calculé plus haut :

$R_1 = 140$ ohms.

$R_2 = 20$ ohms

on prendrait, par exemple, $C = 3$ à 4 microfarads suivant l'effet à obtenir.

On obtiendra une correction progressive par le dispositif (fig. 28).

2^o Correction des aiguës.

On diminuera la contre-réaction pour les fréquences aiguës en shuntant la résistance 12 (fig. 29) par une capacité.

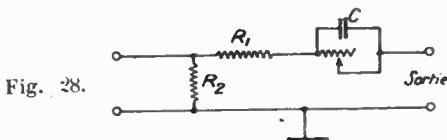


Fig. 28.

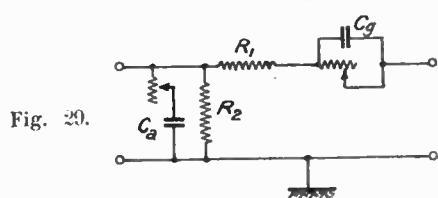


Fig. 29.

Mais il faut remarquer que R_2 est, pour l'exemple choisi, de 20 ohms.

Cela nous amènera donc à utiliser une capacité dont l'impédance soit notoirement plus faible que 20 ohms pour les fréquences élevées.

On obtiendra un résultat en général satisfaisant en employant un condenseur électrochimique de 10 à 50 microfarads. Il ne faut pas attacher une importance excessive au nombre de microfarads parce que la « capacité » d'un condensateur électrochimique est...

une constante qui varie avec bien des facteurs et, en particulier, avec la fréquence.

On ne s'étonnera donc pas en observant qu'un condenseur marqué 5 microfarads de la marque X... produit un effet plus important qu'un condensateur d'une autre marque, portant l'indication : 25 Mf...

On obtiendra la correction progressive des graves et aiguës en utilisant le schéma (fig. 29).

Emploi d'une Inductance.

1^e Correction des graves.

L'effet d'une inductance sera, si l'on peut écrire, réciproque de l'effet d'un condensateur. Il est évident qu'une inductance en parallèle avec R2 amènera une diminution de contre-réaction pour les fréquences graves, etc., par conséquent, une augmentation d'amplification du registre « graves ».

2^e Correction des aiguës.

Inversement, si l'inductance est placée en série avec R1, on obtiendra une augmentation d'amplification des fréquences aiguës.

Pour fixer les valeurs des inductances on s'inspirera des considérations exposées précédemment.

Notes sur l'emploi de condensateurs et d'inductances de correction.

La plupart des schémas publiés en France sont exclusivement présentés avec des inductances. La raison de cet ostracisme étonnant c'est sans doute que l'un des premiers schémas publiés (couplage dit « Telegen ») était réalisé avec des inductances...

Il est évidemment plus facile et plus rapide de recopier un schéma existant que de se livrer à quelques essais.

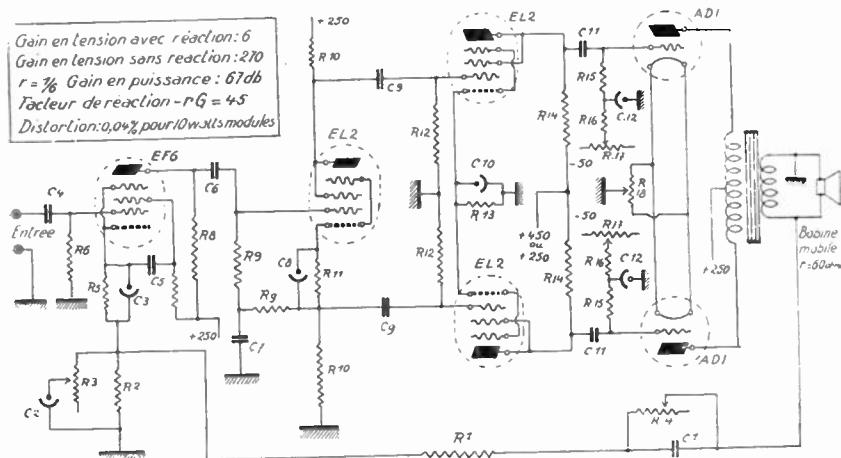
D'après l'expérience de l'auteur, l'emploi des inductances ne présente en général, aucun avantage sur l'emploi des condensateurs. Les montages ne sont ni plus stables, ni plus instables. Or, si l'on veut bien réfléchir aux caractéristiques que doivent avoir les inductances, on est bien près de conclure, au contraire, en faveur de l'emploi des condensateurs.

L'inductance qu'on place en parallèle aux bornes de R2 doit avoir une résistance ohmique négligeable par rapport à R2. Or, R2 a une valeur de quelques ohms... Il faut nécessairement avoir recours à une inductance à fer et, malgré cela, il est impossible de satisfaire parfaitement à la condition posée ci-dessus.

Les condensateurs ont encore l'avantage d'être moins coûteux et d'être des éléments d'une fabrication courante.

Un exemple d'amplificateur réactif à haute fidélité.

Pour illustrer les indications précédentes, nous donnons (fig. 30) un schéma d'amplificateur à contre-réaction que nous avons réalisé



et qui peut être utilisé pour des mesures (oscillographe cathodique) ou pour la reproduction de T. S. F. ou de disques.

Il comporte : un tube d'entrée EF6.

un tube déphaseur EL2 — monté en triode — schéma cathodine,
deux tubes d'attaque EL2 — montés en triodes,
deux tubes de sortie AD1 montés en push pull, avec polarisation fixe,

Le taux de réaction est de 1/6.

Le gain en tension (depuis l'entrée jusqu'à la bobine mobile) est de 270, sans réaction.

Le facteur de réaction est de $\frac{270}{6}$ ou 45.

Le gain en tension — avec la réaction — est de 6.

Le gain en puissance est de 67 décibels.

L'amplificateur a été étudié pour donner des résultats déjà fort honorables, en l'absence de réaction.

La courbe inférieure de la figure 31 en fait foi puisqu'à 1 décibel près, la caractéristique est horizontale entre 60 et 10.000 périodes.

Malgré cela, la mise en service de la contre-réaction se traduit par une amélioration qui est absolument évidente à la simple audition, sans appareil de mesure. On observera une suppression absolue de tout bruit de fond et une étonnante clarification de l'audition. Cet effet est, naturellement, impossible à décrire; il se constate. Sans dispositif correcteur, l'utilisation de la contre-réaction améliore déjà considérablement la caractéristique (deuxième courbe) qui s'étend de 30 à 35.000 périodes (à 1 décibel près).

Enfin, en utilisant les dispositifs correcteurs la caractéristique s'étend pratiquement de 10 à plus de 60.000 périodes/seconde. Il nous semble difficile de souhaiter mieux pour l'usage courant.

La courbe pointillée correspond à une exagération du taux de réaction, correspondant à $R1 = 180$ ohms. A partir de 170 ohms l'amplificateur est instable et devient le siège d'oscillations à 2 ou 3 périodes/seconde. On peut déduire de cela que l'allure de la courbe montante s'explique par le fait que rG devient positif et plus grand que 1.

Le taux de distorsion total est, sans contre-réaction, inférieur

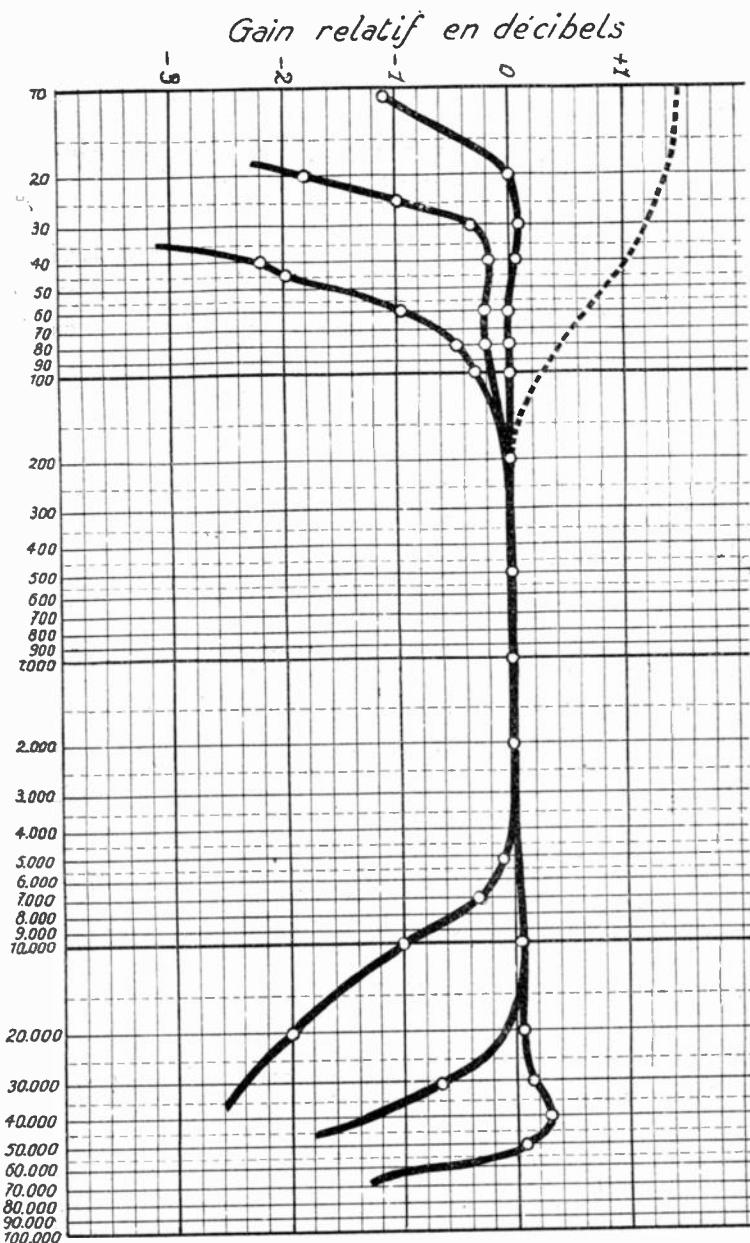


Fig. 31.

à 2 %, à la puissance normale (5 à 8 watts modulés); il devient inférieur à 0,04 % avec la contre-réaction.

Les courbes 32 sont relatives à un montage analogue à celui de la figure 20, avec et sans contre-réaction.

Note sur le taux de réaction et la puissance maxima d'un amplificateur réactif.

Nous avons montré plus haut que le taux de distorsion était réduit dans le même rapport que le gain en tension de l'amplificateur. Il s'agit là d'une vue théorique que des mesures confirment

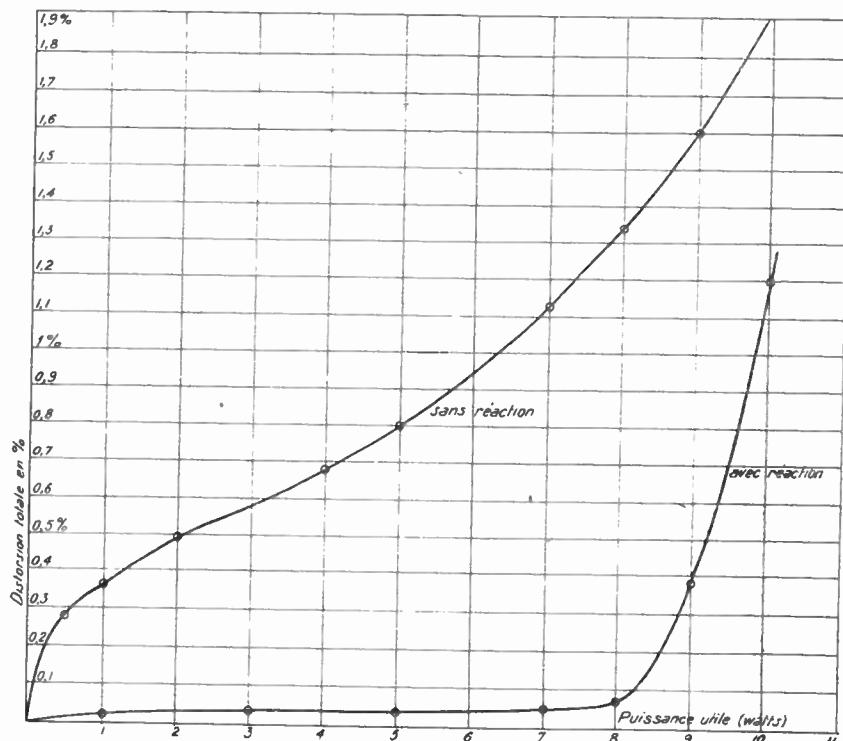


Fig. 32.

rigoureusement tant que la puissance fournie par l'amplificateur demeure assez éloignée du maximum qu'il peut fournir.

Les courbes de distorsion totale en fonction de la puissance modulée auraient l'allure de celles que nous avons tracées figure 35 (ces courbes ne sont qu'approximatives).

Cette remarque importante est absolument générale, elle peut

s'appliquer aussi bien à un amplificateur entier qu'à un simple étage final. La conséquence pratique qu'on en doit dégager, c'est qu'il faut calculer très largement les amplificateurs à contre-réaction si on veut profiter intégralement des bénéfices du système.

C'est exactement le cas de l'amplificateur décrit puisque le régime normal de fonctionnement correspond à 1 ou 2 watts modulés.

Conclusions.

Au prix d'un sacrifice assez important du gain et d'un très léger sacrifice de puissance, la contre-réaction permet d'obtenir une amélioration considérable de toutes les caractéristiques d'un amplificateur. Or, les tubes modernes fournissent sans difficulté un supplément de gain comme un excédent de puissance....

Quand on est bien pénétré des principes exacts du fonctionnement, la mise au point n'offre pas de difficultés insurmontables. Le seul écueil important, c'est la question des relations de phases. Nous avons indiqué comment on peut tourner l'obstacle.

C'est une erreur de limiter le procédé au seul étage de sortie : nous avons en effet montré qu'on risque de diminuer la sensibilité sans contre-partie appréciable, puisqu'on augmente nécessairement la distorsion dans les étages précédents.

De tout ce qui précède, on peut conclure que l'emploi de la contre-réaction dans les amplificateurs est un perfectionnement dont l'emploi se généralisera vraisemblablement.

Lucien CHRÉTIEN.

EMPLOI D'UNE TRIODE COMME ÉLECTROMÈTRE POUR TENSIONS DE L'ORDRE DE 1.000 VOLTS

par E. HUGUENARD

Principe. — On établit entre la *grille* et le filament (ou la cathode) de la lampe une tension de quelques dizaines à quelques centaines de volts, la grille étant *positive*. Le courant grille, limité à une valeur acceptable pour la lampe à l'aide d'une résistance convenable, est mesuré par un milliampèremètre.

La différence de potentiel à mesurer V est établie entre le filament (ou la cathode) et la plaque de la lampe, cette plaque étant négative.

Le champ ainsi créé tend à empêcher les électrons émis par le filament d'atteindre la grille et réduit le courant grille d'autant plus que V est plus élevé. La mesure de l'intensité de ce courant permet d'évaluer V après étalonnage.

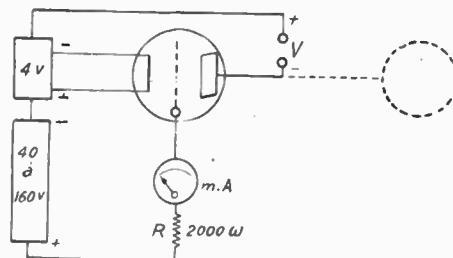


Fig. 1.

Exemple. — La lampe employée est une Philips TCO3/5 à cornes. La grille est alimentée successivement à 40, 80, 120 et 160 volts, le courant, limité par la résistance R de 2.000 ω , est maintenu au-dessous de 15 milliampères.

La tension V à mesurer est établie entre le filament et la plaque (fig. 1).

Les courbes de la figure 2 donnent, pour chaque tension de la grille, la valeur du courant lu au milliampèremètre pour les diverses valeurs de V.

En changeant simplement la tension de grille, on peut mesurer, dans les conditions ci-dessus, des tensions comprises entre 0 et 1.500 volts.

Courant plaque. — La lampe indiquée, qui n'a pas été choisie spécialement, donne une fuite de plaque plus petite que 10^{-9}

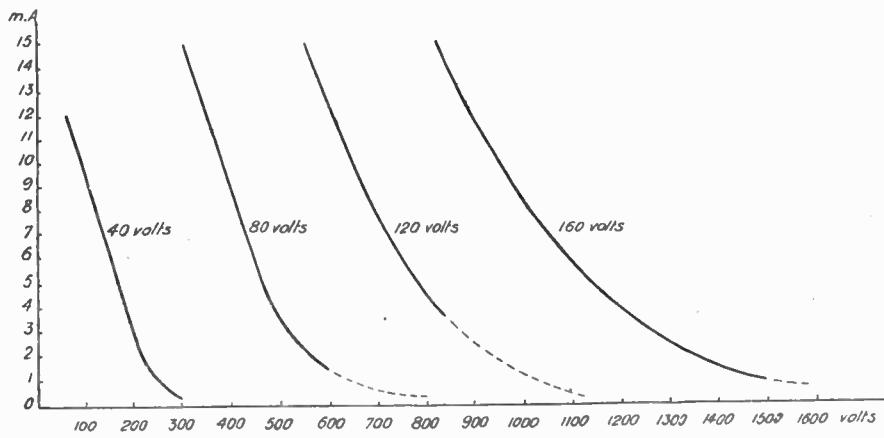


Fig. 2.

ampère pour des tensions V de l'ordre de 1.000 volts, quand la grille est alimentée à 160 volts.

La fuite de la lampe seule, sans chauffage, est environ 3 fois plus faible.

La lampe peut donc servir comme électromètre.

A titre d'indication, les courbes de la figure 2 ont été obtenues, au-dessus de 400 volts, en reliant la plaque à un pôle d'un électromètre à quadrants et, en outre, à une sphère métallique bien isolée, d'un diamètre de 30 centimètres. En battant la sphère avec un mouchoir, la tension montait à 2.000 volts et descendait ensuite assez lentement pour que les mesures s'effectuent sans difficulté.

E. HUGUENARD.

SOCIÉTÉ DES RADIO-ÉLECTRICIENS

Réunion du mercredi 19 janvier 1938.

La réunion comportait une communication de Mr Gerard Lehmann, ingénieur en chef à la S. A. D. I. R., intitulé : *Exposé du principe d'un radiogoniomètre automatique.*

L'appareil comporte :

1^o un cadre tournant à une vitesse uniforme (5 à 10 tours par seconde) :

2^o un récepteur amplificateur quelconque, terminé par un détecteur. Lors de la réception d'un signal, la rotation du cadre donne lieu, à la sortie de ce détecteur, à la production d'un courant en forme d'alternances successives sinusoïdales de même sens, dont les minimums ont lieu aux instants où le plan du cadre est perpendiculaire à la direction de l'émetteur;

3^o un dispositif provoquant l'allumage d'un « thyatron » aux instants de ces maximums. Ce dispositif, très original, consiste à « dériver » deux fois de suite, la courbe du courant, au moyen d'étages à lampes pentodes et à transformateurs convenables. Les minimums de la courbe se traduisent par des pointes brusques de la dérivée seconde, on obtient ainsi des allumages très précis, même sur des extinctions floues;

4^o une came, montée sur l'axe de rotation du cadre et produisant la coupure du courant du thyatron à l'instant précis où le cadre est orienté Est-Ouest (c'est-à-dire où l'extinction est au Nord).

Il est évident que cette combinaison donne lieu au passage du courant dans le thyatron pendant l'angle de rotation compris entre la direction de l'émetteur et la direction Nord-Sud. Ce courant a donc une forme crénelée, la largeur des crêtes étant proportionnelle au gisement relevé. Si son maximum est maintenu constant (par un stabilisateur), sa valeur moyenne dans le tour mesure donc l'angle de relèvement. Or cette valeur moyenne est donnée par n'importe quel instrument de mesure à cadre mobile : la lecture directe se fait donc sur un milliampermètre quelconque, gradué en angles.

Sous cette forme, l'appareil est donc un « radio-compas » très simple. Il présente les avantages suivants : possibilités d'intervaler sur le courant mesuré autant de millampèremètres que l'on veut, donc de répéter à distance les indications; possibilité de les remplacer par des relais, pour commander telle manœuvre redressant la route; ou par des enregistreurs, à titre d'étude ou de contrôle.

Le renvoi de l'indication pouvant être fait, même très loin et sur une mauvaise ligne, un groupe de goniomètres peut avoir ses relevés concentrés instantanément en un poste quelconque, d'où possibilité de recouplements immédiats et même automatiques.

Une méthode de ce genre est d'ailleurs utilisable pour des télémesures quelconques.

La communication a été complétée par diverses expériences : fonctionnement

du goniomètre sur un émetteur fictif local, et examen des courbes de courant « dérivées » successives, à l'oscillographe cathodique.

Pour terminer M. Lehmann a répondu à diverses questions posées sur la précision de l'appareil (un degré, environ) et l'influence possible des parasites.

P. D.

**Listes des nouveaux membres
présentés à la réunion du 19 janvier 1938.**

MM.

	présenté par M. Quinet
MULLER Eric, Étudiant,	Lambrey et Bedreau
CAPELARD, d°	Bedoura
CASADEPAX, Ingénieur	Rosenblit
KCEPPL Georges, d°	Fromy
PENIN Francis, Ingénieur	Bedeau
DUBOT, Étudiant	Marche Marchade
MATORIN, Ingénieur	
Cie DES FREINS ET SIGNAUX WESTIN-	
GHOUSE,	Abadie
GUIGNET, Capitaine	David
MANSUY, Ingénieur	Mesny
VANNET, d°	Bedeau
BEMON, d°	Lambrey
GABRIEL,	Chapuis
BONNE Paul, Ingénieur	Warnecke
BONNE Robert, d°	d°
BOISSINOT, d°	d°
SIMONET, Agent technique	d°
ARIES	d°
BLOND, Agent technique	d°
THIBIEROZ, Ingénieur	d°
MARTINOFF, d°	d°
MAILLARD Pierre, d°	d°
TRUQUIN, Etudiant	Quinet
STERN, d°	d°
STARNECKI, Ingénieur	Rotkiewicz
GENESTE, Préparateur	Bedeau
GELDREICH, Étudiant	Quinet
LANGLADE, Directeur Et. Langlade et Picard	Chauveau
DIEUTEGARD, Ingénieur	Serf
COUSIN André, Officier Radio Marine Marchande	Destray
MOSSMANN, Ingénieur	Bedeau
JOYEUX	Poincelot

INFORMATIONS

Chez les constructeurs.

La Société Philips a présenté ses nouveaux modèles de lampes pour la saison 1938-1939, lors d'une réunion de la presse technique, le 20 janvier 1938.

La nouveauté essentielle est l'apparition des « faisceaux électroniques », c'est-à-dire que, dans la lampe, les électrons émis par la cathode sont déviés par des grilles auxiliaires, canalisés étroitement pour atteindre certaines électrodes à l'exclusion des autres.

Par exemple, dans la *pentode EF. 8*, les fils de la grille-écran sont placés « dans l'ombre » des fils d'une grille supplémentaire reliée à la cathode. Les électrons, ainsi déviés, subissent l'attraction de la grille-écran sans être captés par elle; le courant de grille-écran est réduit de 2 à 0,28 milliampère; il en résulte une diminution considérable du « bruit de souffle » en ondes courtes (réduction de $1/2,5$ par rapport à la 6K7). Par ailleurs, cette lampe a également son coefficient de « cross-modulation » diminué au 1/5 par rapport aux précédentes.

Dans la nouvelle *octode EK. 3*, le principe a été exploité plus complètement. Dès leur départ, les électrons sont partagés en 4 faisceaux : deux servent à l'oscillation locale, avec les grilles G. 1 et G. 2; les deux autres sont entièrement séparés par une grille très enveloppante et presque fermée G. 3; chacun d'eux, en traversant la grille de commande G. 4, est à son tour fractionné en deux pour éviter d'être capté par la grille-écran G. 5. Il termine, comme à l'ordinaire, son parcours en traversant la grille d'arrêt G. 6 pour atteindre la plaque.

Cette disposition permet une indépendance beaucoup plus grande entre l'oscillation locale et la polarisation de la grille de commande : le glissement de fréquence est inappréhensible; la fréquence devient même remarquablement stable malgré les variations de tension d'alimentation.

Signalons encore une nouvelle *pentode EF. 9* qui fournit des régions étendues de caractéristiques rectilignes à pente réglable (réglage de l'amplification H. F. et B. F., expansion des contrastes, etc.); une *pentode EL 6* extra-puissante (18 watts) avec pente de 1,5 milliampères par volt et les tubes « mixtes » : EBF. 2 (double diode-pentode), EAB. 1 (triple-diode), EFM. 1 (pentode + indicateur-visuel réunis).

Enfin deux redresseurs à la tension standard de chauffage américaine (5 volts) les 1882 et 1883.

P. D.

ANALYSES

Pour la signification des références, se reporter au n° de janvier 1938 de l'O. E.

GÉNÉRALITÉS

L'École des Radio-Communications Marconi. H. M. DOWSET, *Marconi Rev.*, mai-août 1937, 66, p. 1-14.

Créé en 1901, sous la pression des nécessités, pour former le personnel technique de la Cie Marconi, le « Chelmsford College » a vu augmenter son importance en même temps que celle des radio-communications; une récente extension a été faite encore depuis 1935. L'installation actuelle comprend : salles de cours et d'études; laboratoires de manipulations, avec dispositifs d'antennes diverses et de goniomètres à l'extérieur; enfin, maison des étudiants.

P. L.

Les phénomènes discontinus en radio-communications. B. VAN DER POL, *J. I. E. E.* septembre 1937, 81, 489, p. 381-398, et *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, septembre 1937, 12, 36, p. 244-262.

Si les mathématiques ont eu, pendant de longues années, l'horreur du discontinu, on reconnaît maintenant que dans certains problèmes de physique, il est plus avantageux de considérer les phénomène courts comme de véritables discontinuités, et de les traiter comme tels. Dans d'autres cas, il est instructif de comparer les solutions obtenues en supposant certaines constantes réparties uniformément dans l'espace, ou localisées périodiquement en certains points.

Par exemple, l'auteur rappelle :

a) le calcul de « l'effet Schrott » à partir de la trajectoire des électrons, considérés séparément;

b) le calcul de l'« agitation thermique » des électrons dans un circuit, et du bruit de fond résultant;

c) le traitement des régimes transitoires dans les circuits au moyen d'une fonction « impulsion » ou « perturbation unité »;

Il montre ensuite :

d) que l'équation des télégraphistes, sur une ligne continue, a pour analogue une « équation d'onde discrète », aux différences finies, pour un filtre à cellules identiques. Les propriétés de cette équation peuvent être représentées très simplement par des tableaux ou des modèles dans l'espace; et l'on peut en déduire le comportement d'un filtre passe-bas, à l'entrée duquel on applique la « perturbation impulsion »¹;

e) que, de même, les fonctions habituelles du potentiel et du champ électrique se retrouvent dans une « équation de potentiel discret », ce qui permet de vérifier leurs propriétés d'une manière très curieuse.

Dans un appendice, l'auteur rappelle des formules permettant de calculer la réactance d'un système quelconque, connaissant sa résistance, et inversement².

P. D.

Origine et progrès de la radiotéléphonie. L. ESPENSCHEID, *Proc. I. R. E.*, septembre 25, 9 1101-1123.

Intéressante revue historique, rappelant le développement foudroyant de la radiotéléphonie. Quelques essais antérieurs à 1912 ne pouvaient aboutir : il fallait la lampe à trois électrodes. Les besoins nés de la guerre d'abord, ceux de la radiodiffusion ensuite, amenèrent la technique de la « modulation » à s'établir solidement. Les ondes courtes ont permis la réalisation de liaisons transcontinentales ou transocéaniques, même avec des postes mobiles.

Bien que peu de travaux français soient mentionnés (ceux de Colin et Jeance, en 1909, sont omis), il est rendu hommage à Mercadier pour avoir inventé le mot « radiophone » dès 1880,

1. A cette occasion, l'auteur fait observer que la solution se généralise aussitôt à toutes les perturbations décomposables en fonctions de Bessel; et qu'il y aurait intérêt à remplacer souvent les développements en sinus et cosinus, de Fourier, par des séries d'autres fonctions.

2. Nous croyons que ces formules ont été démontrées pour la première fois par BAYARD, R. G. E., 25 mai 1935, p. 659-664.

et au Général Ferrié pour avoir « accepté des ingénieurs étrangers dans son poste émetteur le plus important », pendant la guerre.

P. D.

Sur le coefficient de self-inductance d'un solénoïde. R. ESNAUT-PELTRIE, *C. R. Ac. Sc.*, 3 novembre 1937, **205**, 18, 762-765 et 15 novembre 1937, **205**, 20, 885-888.

D'après les physiciens japonais Nagaoka et Sakurai, l'auteur propose une « nouvelle » formule simplifiée, « exacte à \pm un pour mille », pour la self-induction d'une bobine cylindrique à une seule couche de diamètre d et de longueur b , contenant n spires :

$$L = \frac{\pi^2 \cdot n^2 \cdot d}{0,4572 + 0,9949 \frac{b}{d}}$$

Les radiotechniciens y reconnaîtront, avec des coefficients légèrement modifiés, une formule qu'ils emploient depuis longtemps et qu'on attribue à Nagaoka lui-même.

P. L.

MESURES

Mesures de fréquence. Un nouvel équipement pour la gamme de 1 à 70 Mc : s. H. A. THOMAS, *Wir. Eng. Exp. Wir.*, **14**, 165, juin 1937, 299-305.

Le problème consistait à utiliser le courant étalon du N. P. L. à 1 ke : s, connu à 10^{-7} près. L'auteur s'est inspiré de la méthode adoptée par le Post Office.

Le courant étalon synchronise un oscillateur à 1 ke : s qui, après amplification et filtrage, commande à son tour un multivibrateur. On peut sélectionner chacun des harmoniques entre 90 et 110 pour synchroniser un deuxième oscillateur. L'interpolation s'opère au moyen d'un oscillateur spécial de 1.000 à 10.000 ke : s par rapport aux harmoniques du deuxième oscillateur synchronisé. La précision obtenue est alors de l'ordre de $5 \cdot 10^{-6}$; on peut l'augmenter en interpolant en B. F.

Les détails de réalisation ont été très poussés pour obtenir un fonctionnement précis et très simple. Toute la précision

de lecture reposant sur le condensateur d'interpolation, celui-ci est constitué par un piston monté sur une vis de palmer et se déplaçait dans un cylindre; des précautions considérables ont été prises pour obtenir une loi vraiment linéaire. L'ensemble des appareils est monté dans un bâti avec un récepteur de 1.000 à 10.000 ke : s et deux récepteurs de 10.000 à 70 000 ke : s avec dipôles. Tous les cadrans sont gradués directement en fréquences et la graduation correspond automatiquement à la gamme utilisée. Enfin un tableau lumineux fournit les combinaisons d'harmonomiques. On n'utilise pas de courbes d'étalonnage.

B. D.

Ensemble de mesure de fréquences. H. J. FINDEN, *Wir. Eng. Exp. Wir.*, **14**, 162, mars 1937, 117-126.

Après discussion des diverses méthodes employées pour la mesure précise des fréquences, harmoniques, oscillateurs étalonnés, etc., l'auteur décrit une installation dans laquelle il a adopté une part de chacune d'elles. L'oscillateur de base est un diapason comparé aux émissions étalonnées du N. P. L.; un quartz démultiplié peut lui être adjoint. La chaîne de multiplication par bonds de 10 s'étend jusqu'à 1.000 ke : s, et les mesures sont possibles jusqu'à 50 Mc : s.

L'originalité de l'appareil consiste dans le soin avec lequel l'auteur a étudié les détails pratiques. En particulier il a réussi à éliminer les modulations parasites par le courant à 1 ke : s de base, grâce à l'emploi entre les divers multivibrateurs d'étages résonants désamortis par dynatrons et d'oscillateurs synchronisés. Chaque harmonique de 10 à 10 des multivibrateurs peut ainsi être sélectionné. La fréquence incomme bat avec un harmonique du multivibrateur le plus élevé convenable; la différence bat à son tour avec un harmonique du multivibrateur suivant, etc. La différence de fréquence finale est mesurée en comptant les battements ou avec un oscillateur B. F. étalonné.

B. D.

Un pont d'impédance à 5 mégacycles seconde. C. H. YOUNG, *Bell. Lab. Record*, avril 1937, XV, 8, 261-265.

Le mérite de ce pont réside dans les précautions prises pour assurer le blindage et la symétrie ainsi que la constance des étalons de résistance et de capacité. Les transformateurs d'entrée et de sortie sont naturellement à écran; certaines parties peuvent être mises à la terre, suivant que l'impédance mesurée s'y trouve ou ne s'y trouve pas elle-même.

P. L.

Mesures d'amortissement sur ondes métriques. L. RONDE, H. SCHWARZ, *Hfr. Techn. El. Ak.*, septembre 1937, 50, 3, 98-102.

Pour étudier l'amortissement des circuits à ondes métriques, les auteurs emploient une méthode originale : le circuit est excité par un générateur à la fréquence convenable, et accordé; on observe la tension aux bornes avec un voltmètre-diode à très grande impédance, puis on amortit d'une quantité connue, en ajoutant aux bornes une seconde diode à faible impédance débitant sur une résistance réglable. Lorsque la tension est tombée de moitié, c'est que la résistance ainsi ajoutée est égale à l'impédance primitive du circuit accordé. D'où possibilité de déduire le coefficient de surtension, ou l'angle de pertes des éléments constitutifs du circuit, etc.

L'appareil, réalisé sous forme compacte, a servi à effectuer plusieurs séries de mesures dont les résultats sont donnés par des tableaux : variation des résistances « fixes » en fonction de la fréquence; résistance effective de divers fils; pertes dans les condensateurs, on a même déterminé l'impédance apparente de divers tubes amplificateurs branchés sur le circuit en étude.

P. D.

Mesures d'affaiblissement en haute fréquence. F. DENNIS, *Bell Bell Lab. Record*, avril 1937, XV, 8, 257-251.

Emploi de l'affaiblisseur à résistances pour fréquences jusqu'à 5.000 Kc/s. Réalisation pratique, blindage, commutation. Méthode d'étalonnage par rapport à un affaiblisseur standard.

P. L.

Nouveau dispositif pour la mesure du champ des ondes de radiodiffusion. — M. VON ARDENNE, *El. Nachr. Techn.* septembre 1937, 1/4, 9, 293-299.

L'auteur avait décrit et préconisé, en 1930 (Voir analyses, *Onde El.*, avril 1931, p. 27-A) la mesure du champ par l'emploi d'un simple récepteur très stable à amplification étalonnée. Il revient maintenant à la méthode plus sûre, généralement admise, de comparaison avec la f. e. m. locale d'un générateur étalonné. Son dispositif présente quelques particularités de construction : le cadre (non compensé, mais avec blindage électrostatique) est relié à un « réducteur de tension » facultatif, par capacités. Il attaque ensuite un récepteur à changement de fréquence, de modèle courant (Siemens), avec mesure du courant détecté. Pour la mesure, on déconnecte le cadre, et on attaque directement l'entrée du récepteur avec un générateur local, dont l'amplitude est réglable dans un rapport de 1 à 1.000; comme le réducteur du cadre permet une variation complémentaire de 1 à 100, on peut, au total, mesurer les champs entre 0,1 et 5.000 millivolts par mètre.

Puisque la f. e. m. locale n'est pas introduite dans le cadre, il faut connaître le coefficient de surtension de celui-ci; ce qui se fait dans une opération auxiliaire en se servant du générateur et en ajoutant une résistance additionnelle connue.

La précision est estimée à $\pm 10\%$ et la sélectivité est suffisante pour éliminer un brouilleur 1 à 2 fois plus puissant que le signal, avec un écart de 9 Kc/s.

P. D.

Un enregistreur sensible de l'intensité du champ électro-magnétique. — M. ZIEGLER, *Revue Techn. Philips*, juillet 1937, 2, 7, 216-223.

Après quelques généralités élémentaires sur les méthodes de mesure de champ et le choix du collecteur d'onde à préférer, l'auteur décrit son dispositif, basé sur la méthode connue de comparaison entre le signal lointain et une f. e. m. locale, induite dans le cadre; cette dernière est beaucoup plus forte que l'autre, mais on l'affaiblit dans un rapport connu, après changement de

fréquence dans le récepteur, au moyen d'un atténuateur gradué.

L'appareil est réalisé sous forme facilement transportable; il fonctionne de 10 à 2.000 m. et peut (sur antenne?) enregistrer des champs à partir de 1 microvolt par mètre, environ.

P. D.

Mesures directes de phase au moyen du tube de Braun. W. Lutz, E. N. T., 14, 10, octobre 1937, 307-310.

Habituellement la mesure des phases à l'oscillographe cathodique s'obtient indirectement par l'ellipse de Lissajous dont on mesure l'excentricité. On peut aussi produire avec le courant étalon de phase un balayage circulaire et faire apparaître le courant à étudier (après déformation) sous forme d'un cran dans le cercle, la phase étant représentée par l'angle entre ce cran et l'origine.

Dans le dispositif décrit, on emploie un montage en pont contenant dans chacun des bras égaux une capacité et une résistance en série. Les diagonales sont attaquées par les deux courants à comparer. Dans ces conditions on recueille aux bornes d'une des résistances et d'une des capacités deux tensions qui restent toujours en phase, mais dont le rapport des amplitudes respectives représente la tangente du demi-angle de phase. On obtient ainsi sur l'écran une droite dont l'inclinaison fournit directement la phase, comme une aiguille. De plus, si les amplitudes des courants à étudier restent constantes, l'une des tensions finales appliquées à l'oscillographe peut représenter la différence de phase, que l'on peut ainsi enregistrer. Il est possible par ce procédé d'enregistrer des variations de phase très rapides.

B. D.

Relevé automatique de la courbe de réponse des haut-parleurs. H. F. Hopkins, Bell Lab. Record, mars 1937, XV, 7, 234-237.

Le haut-parleur est placé dans une chambre sourde, et alimentée par une source de fréquence variable. Un microphone est placé en face de lui et relié à un amplificateur. Par un système de relais, le gain de l'amplificateur est varié automatiquement de manière à maintenir constant le courant de sortie.

Les mouvements du potentiomètre qui règle le gain s'inscrivent sur un tambour, dont la rotation est commandée par l'oscillateur à fréquence variable.

P. D.

Un pont de mesure électrique simple. P. G. Cath, Rev. Techn. Philips, septembre 1937, 11, 9, 270-275.

Description d'un petit appareil très simple, le « Philiscope », qui permet de mesurer les résistances de 0,1 ohm à 10 mégohms, et les capacités de 1 micromicrofarad à 10 microfarads. Ce n'est pas autre chose qu'un « pont » classique, dans lequel l'appareil indicateur de l'équilibre est un amplificateur terminé par un « trèfle cathodique ». La grande impédance de cet indicateur donne au pont grande sensibilité, donc une précision suffisante (1 % sur les graduations, 0,1 % dans les comparaisons relatives); une commutation commode et une alimentation secteur achèvent de rendre l'appareil pratique.

P. L.

ÉMISSION

Oscillations libres d'un résonateur chargé par un détecteur diode. F. C. Williams, Wir. Eng., XIV, 167, août 1937, 403-408.

Soit un résonateur L , C , couplé à une diode par l'intermédiaire du « condensateur shunté » habituel $C_2 R_2$; on admet en général, après un petit calcul simple approché, que l'amortissement apporté au résonateur équivaut sensiblement à la présence d'une résistance $R_2/2$ en shunt.

Ceci, dit l'auteur, est vrai en régime permanent. Mais c'est faux en régime transitoire, si la constante de temps de l'ensemble $C_2 R_2$ se trouve être supérieure à la constante de temps du résonateur; en effet, dans ce cas, la décharge de C_2 se fait moins vite que la décroissance des oscillations dans LC ; donc l'anode détectrice conserve un potentiel négatif exagéré, cesse de détecter, et n'apporte plus aucun amortissement.

Un calcul permet de préciser cette influence de la capacité C_2 ; il est confirmé par une série de mesures de l'oscillograph.

On voit ainsi, une fois de plus, la complexité d'un montage aussi banal que la détection diode.

P. D.

Oscillateurs avec accord par résistance. W. G. GORDON R. E. B. MACKINNON, *Wir. Eng.*, XIV, 168, septembre 1937, 467-471.

Représenant une idée de Van Der Pol et une première réalisation de S. Cabott (Voir anal., *Onde El.*, janv. 1935, p. 3-A) les auteurs ont systématiquement étudié plusieurs montages d'oscillateurs, dans lesquels une large variation de fréquence peut être obtenue par la variation d'une résistance.

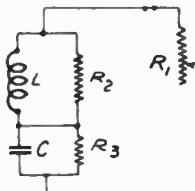


Fig. 1.

Par exemple, dans le schéma de la figure, si on réalise les conditions :

$$R_3 = -R_2 = -\sqrt{L/C}$$

(la résistance négative R_3 étant bien entendu constituée par une lampe, dynatron ou triode couplée)

... on calcule aisément que l'impédance de la branche de gauche se réduit à une résistance négative pure, fonction de la fréquence.

$R(\omega)$

c.-à-d. que les oscillations de l'ensemble s'entretiendront sur la pulsation ω donnée par :

$$R(\omega) + R_1 = 0.$$

On pourra donc régler la fréquence avec un rhéostat constituant R_1 . On pourra obtenir un réglage automatique très facile, en constituant R_1 par une lampe triode auxiliaire et en faisant varier son potentiel grille.

Les possibilités d'application pratiques sont discutées. En choisissant les lampes, en évitant les capacités parasites, on peut atteindre des fréquences de 2 mégacycles seconde, et couvrir des gammes de l'ordre 470 à 2750 Kc s (640 m. à 110 m.).

P. D.

Oscillateur dynatron. J. E. HOULDIN, *Wir. Eng.*, XIV, 167, août 1937, 422-426.

Rappel du principe. Cas de la lampe à grille-écran. Causes des variations de fréquence : changements dans le résonateur, dans les tensions appliquées aux électrodes ; proportion d'harmoniques.

Conseils pratiques en décluant pour l'utilisation du dynatron.

P. D.

Production d'oscillations électriques avec des diodes à grille. E. DJAKOV, *Hfr. Techn. El. Ak.*, 50, 2 août 1937, 41-50.

On a déjà plusieurs fois indiqué la possibilité d'entretenir des oscillations internes dans des tubes à deux électrodes seulement. (Voir p. ex. *Onde El.* Anal. Gerber, avril 1931, p. 30-A ; Mulert, avril 1934, p. 19-A ; Mc Petrie, avril 1934, p. 20-A). Ces variantes sont rappelées et classifiées. L'auteur expose ensuite qu'il se propose d'étudier les diodes « ouvertes », c'est-à-dire dans lesquelles une cathode rectiligne est entourée d'une grille cylindrique portée à un potentiel positif. Il démontre fort clairement la thèse suivante : une telle diode est, en réalité, une triode, parce que les électrons se déposent sur le verre de l'ampoule et y constituent une charge négative ; l'ampoule joue donc le rôle d'une plaque¹. On retrouve ainsi le mécanisme habituel des oscillateurs Barkhausen : va-et-vient des électrons à travers la grille dans le champ retardateur ainsi formé.

P. D.

Oscillateur à battements employant une seule pentode montée en dynatron par sa 3^e grille. Satoru TAKAMURA, *Nippon El. Comm. Eng.*, septembre 1936, 347-355.

L'auteur étudie d'abord la caractéristique ($i_{g3} v_{g3}$) à pente négative obtenue en appliquant à la 3^e grille d'une pentode (58) une tension positive inférieure à celles de la 2^e grille et de la plaque.

Dans l'oscillateur à battements décrit ensuite, la pentode engendre :

1^o des oscillations de relaxation, par suite du fonctionnement en dynatron

1. On peut observer que cette remarque avait été déjà faite par Dick en sens inverse, pour ramener une triode à une diode (*Onde El.* anal., janvier 1937, p. 4-A).

grâce à la caractéristique à pente négative de la 3^e grille.

2^o des oscillations entretenues par réaction à l'aide de la 1^{re} grille et de la plaque.

Les fréquences de ces différentes oscillations battent dans le tube même et l'on obtient dans le circuit de plaque la fréquence des battements.

Enfin des résultats expérimentaux sont donnés concernant la limite inférieure des fréquences obtenues (apparition de la synchronisation), la forme des oscillations (presque sinusoïdales au-dessus de 60 c/s) et la stabilité de la fréquence.

A. B.

L'émetteur (à circuit oscillant) sphérique. H. E. HOLLMANN, *Hfr. Techn. El. Ak.*, octobre 1937, **50**, 4, 109-115.

Étude systématique sur les avantages d'un type de résonateur préconisé par Kolster : deux demi-sphères (ou deux calottes sphériques) et l'axe commun jouent le rôle de self-inductions ; des anneaux plats qui les bordent, l'un en face de l'autre, forment les capacités.

La fréquence propre d'un tel système se détermine par une formule simple en fonction de ses dimensions géométriques : une vérification expérimentale est d'abord donnée. Les diamètres de quelques centimètres conviennent à la production d'ondes de l'ordre du mètre.

Un tel résonateur est particulièrement peu amorti, et insensible aux champs extérieurs. On peut l'associer aux lampes triodes pour obtenir des émetteurs à ondes courtes, dont le rendement et la stabilité sont excellents ; les lampes peuvent être placées à l'intérieur du résonateur, ou bien à l'extérieur, et disposés symétriquement, soit en « push-pull », soit en parallèle.

Plusieurs croquis et photographies montrent les ingénieux groupements ainsi réalisés, soit avec des tubes normaux (834), soit avec des tubes « miniatures » (955 ou 316 A) ; on a pu, par exemple, obtenir avec ces derniers 6 watts sur l'onde 0,60 m.

P. D.

Nouveau magnétron avec grille de commande et cathode extérieure à l'anode. A. HELBIG, *Hfr. Techn. El. Ak.*, septembre 1937, **50**, 3, 96-98.

L'auteur présente rapidement une

nouvelle solution au problème du magnétron puissant : en disposant la cathode autour de l'anode (à l'inverse du magnétron normal), il évite le retour des électrons sur la cathode, donc l'échauffement excessif de celle-ci. De plus, il peut disposer une grille de commande qui sert notamment à la modulation.

P. D.

Les penthodes d'émission. J. P. HEYBOER, *Rev. Techn. Philips*, septembre 1937, **11**, 9, 255-267.

Généralités sur le fonctionnement des lampes amplificatrices en classes A, B, C. Allure différente des courbes caractéristiques des penthodes : avantages en résultant. Comparaison sur un exemple de triode et penthode de même puissance.

P. L.

RÉCEPTION

Conditions d'essais des radio-récepteurs et expression des performances globales. (*Règlement par l'Association des constructeurs britanniques*).

Proc. Wir. Sect. I. E. E., septembre 1937, **12**, 36, 179-198.

Ce règlement, établi par le R. M. A. (Radio Manufacturers Association), est présenté comme « fait par les constructeurs pour les constructeurs » ; il a pour but d'estimer et de représenter les qualités fondamentales d'un ensemble récepteur, telles que l'auditeur « idéal » les apprécie (même si la partie technique lui est « totalement inintelligible »).

Très complet et précis, ce programme comporte :

1^o des essais électriques : sensibilité, sélectivité, bruit de fond, régulation automatique. En dehors de certaines normalisations courantes, ou légèrement modifiées, on y remarque : l'essai des récepteurs à cadre par couplage d'une bobine déterminée à une distance déterminée du cadre ; l'emploi de la « méthode à deux signaux » pour déterminer la sélectivité ; l'évaluation du bruit par comparaison avec une onde modulée à la fréquence 1.500 c/s et au taux de 10 % ; enfin, un certain nombre de conditions de précision imposées au génér-

rateur étaloné de haute fréquence;

2^e de ses essais acoustiques, soit à l'air libre, soit dans une chambre sourde dans des conditions précisées, avec un microphone étaloné à 0,5 db, près.

Ils se font encore à partir d'un générateur haute fréquence en ce qui concerne la « sensibilité acoustique » et la « réponse en fréquences »; mais la f. e. m. d'entrée est maintenue constante à 20 mV et c'est la fréquence de modulation qui varie.

Enfin, deux essais, sous une forme originale, concernent le « ronflement de secteur » (en tenant compte de ses harmoniques, et en mesurant à travers un filtre qui simule partiellement la sensibilité de l'oreille) et le taux d'harmoniques en fonction de la puissance de sortie.

Suivant la coutume, ce rapport a été discuté très sérieusement par la « Wireless Section of Electrical Engineers »; plusieurs critiques et suggestions intéressantes ont été faites.

L'observation la plus justifiée est sans doute l'importance du matériel nécessaire (deux générateurs, plusieurs filtres spéciaux, un « secteur » ayant 3 % d'harmonique 5, etc.) et la complexité des opérations¹.

P. D.

Amplificateurs de puissance à haute fréquence. F. M. Kosa, *Wireless Eng.*, décembre 1937, XIV, 171, 647-656.

La « théorie » des amplificateurs « classe B et C », et la manière d'en établir un projet correct, ont été déjà bien souvent étudiées. L'auteur les reprend avec toutes les simplifications classiques : caractéristique sensiblement rectiligne ; tension-grille inférieure à la tension-plaque ; impédance d'utilisation nulle pour tous les harmoniques, etc. Il retrouve donc les formules connues en fonction de l'angle d'annulation du courant-plaque φ ; il y apporte quelques nouvelles simplifications personnelles, le conduisant, par exemple, à démontrer que la meilleure valeur de l'angle φ est toujours aux environs de 80°.

Pour finir il donne quelques exemples d'applications à diverses lampes, et se contente d'affirmer que l'écart entre

les grandeurs ainsi prédéterminées, et les valeurs réelles mesurées, « ne dépasse pas les différences accidentelles entre lampes de même type ».

P. D.

Commande par résistance variable du couplage entre deux résonateurs. K. R. STERLEY, *Marconi, Rev.*, mars-avril 1937, n° 65, p. 1-8.

Une des meilleures solutions du problème de la sélectivité variable consiste à faire varier la mutuelle entre deux résonateurs. Pour obtenir ce résultat, on peut placer entre les deux bobines une troisième, fermée sur une résistance réglable.

L'auteur soumet la combinaison au calcul et donne, en outre, des courbes expérimentales. Très séduisante d'abord, la méthode a l'inconvénient que l'action obtenue se fait sentir seulement sur l'une des pointes de la courbe de résonance : le milieu de la bande semble donc se déplacer. Cela conviendrait à la réception téléphonique « sur une seule bande ». Incidemment, la méthode permet d'ajuster la symétrie de la courbe de résonance d'un « filtre » à deux circuits.

P. L.

La pente des caractéristiques de redressement en très haute fréquence. H. DORING, *Hr. Techn. El. Ak.*, septembre 1937, 50, 3, 91-95.

Étude théorique et expérimentale sur la décroissance du rendement des diodes détectrices lorsque la fréquence augmente. Avec des lampes à faible émission électronique, où la charge d'espace n'intervient pas, cette diminution est très nette lorsque la longueur d'onde tombe en-dessous de 3 à 4 m.; l'expérience faite avec des lampes spéciales confirme bien les prévisions du calcul.

Ce résultat s'étend d'ailleurs aux triodes-frein à grille positive, en les considérant comme des diodes à cathode virtuelle.

Par contre, si l'émission cathodique est assez forte pour que la charge d'espace joue un rôle, les résultats se modifient et l'on peut observer un accroissement de pente.

P. D.

Détection par diodes et triodes en haute fréquence. W. E. BENHAM. *Wireless Eng.*, XIV, 168, septembre, 472-477.

1. On notera également avec surprise le paradoxe en vertu duquel la sélectivité est exprimée en millivolts, tandis que le décibel sert à la mesure de l'intensité du son.

L'objet de ce travail n'est pas bien clair. Il semble que l'auteur, ayant observé expérimentalement (dès 1926) des variations bizarres du rendement d'un détecteur en fonction de la fréquence, cherche à les expliquer en considérant la durée du trajet des électrons dans le tube, et la production d'harmo-nique 2. Il ne donne pas le principe de son calcul, mais simplement le résultat : suivant les hypothèses faites sur le schéma du montage, la disposition des électrodes, etc... il trouve que lorsque la fréquence croît, le rendement de la détection peut décroître régulièrement; ou au contraire passer par un maximum; or c'est bien, en effet, l'allure de certaines observations.

Par ailleurs, l'apparition de l'harmo-nique 2 fait fonctionner la valve en doubleuse de fréquence et peut expliquer certaines résonances parasites.

P. D.

La réaction dans les amplificateurs linéaires. G. S. BRAYSHAW, *Wir. Eng.*, novembre 1937, **14**, 170, 597-605.

L'auteur renouvelle, à l'encontre de la théorie « courante » de la réaction, des critiques déjà parfois formulées (Voir Rousseau, *Onde El.*, avril 1935, 228-242) : il ne faut pas représenter la réaction par l'addition instantanée d'une somme infinie de tensions, sous forme de vecteurs; car on serait alors conduit à la conclusion qu'il y a toujours accrochage lorsque la série diverge, ce qui est inexact. L'auteur s'efforce d'améliorer la méthode en tenant compte du temps que met la tension à traverser l'amplificateur : il n'obtient pas, cependant, une solution aussi générale que le « critérium de Nyquist ».

Dans une seconde partie, il calcule la « réaction » produite par différents types de couplages : série, parallèle, et leurs combinaisons; il en discute certains avantages et inconvénients : gain, déphasage, impédances d'entrée et de sortie.

P. D.

Les conditions nécessaires pour l'instabilité (ou l'amorçage d'os-cillations) des circuits électriques. D. G. REID, *Wir. Eng.*, novembre 1937, **14**, 170, 588-596.

L'objet de l'article est d'établir une preuve nouvelle et plus simple du

« critérium de Nyquist » sur l'amorçage des oscillations propres dans les systèmes à réaction.

Dans un ensemble quelconque de self-inductions, capacités, résistances, relié à un amplificateur linéaire et irréversible, soit $A(\omega)$ le rapport (complexe) entre les tensions de sorties et d'entrée, en fonction de la fréquence. Relions ensemble les bornes d'entrée et de sortie, L'accrochage d'oscillations propres se produira-t-il? Nyquist a montré que oui, si le lieu de l'extrémité du vecteur A , tracé dans le plan complexe (x, iy) , enferme le point $(x = 1, y = 0)$. Cette condition nécessaire et suffisante, établie en se servant de l'intégrale de Fourier, est retrouvée par l'auteur d'une autre façon : il considère l'expression générale de l'impédance de couplage, sous forme d'un quotient de deux polynômes, et, discutant la position des racines, il montre que le critérium ci-dessus amène en effet l'apparition d'une solution exponentielle à partie réelle positive, c'est-à-dire l'amorçage d'oscillations.

Incidentement, il répond à l'objection évidente du cas où le « vecteur de réaction » est réel, mais supérieur à l'unité. Contrairement à ce que suggèrent, dans ce cas, les raisonnements simples habituels, l'amorçage ne se produit pas : la jonction des bornes d'entrée et de sortie a simplement pour effet de changer de 180° la phase du courant, mais celui-ci reste fini.

P. D.

Contre-réaction. Application aux récepteurs et amplificateurs. B. D. H. TELLEGEM, V. C. HENRIQUEZ, *Wir. Eng.*, XIV, 167, août 1937, 409-413.

Exposé général des avantages de la contre-réaction. Cette méthode, dont la paternité est attribuée à K. Posthumus en 1928, permet, au prix d'une diminution d'amplification :

a) d'atténuer l'effet des variations de l'amplificateur;

b) de diminuer — dans certains cas — les harmoniques;

c) d'améliorer la régularité d'amplification en fonction de la fréquence, au besoin par des compensations faciles dans certains intervalles.

Exemples de montages et de résultats obtenus.

P. D.

Circuit passe-bande combinant différemment deux résonances. — Y. WATANABE, K. KIKUCHI. *Nippon El. Comm. Eng.*, décembre 1936, 396-398.

Deux circuits anti-résonants, légèrement désaccordés, sont connectés en série. Avec leurs self-inductions, on couple deux secondaires qui sont réunis en opposition. La tension résultante présente alors deux maximums ou un palier.

P. D.

Amplificateur-filtre à contre-réaction duplex. — Y. WATANABE, S. NARUMI, *Nippon El. Comm. Eng.*, décembre 1936, 398-405.

La combinaison des lampes avec les filtres peut produire des résultats intéressants : par exemple, faciliter l'adaptation aux impédances terminales. Ou bien encore, effectuer, sur un amplificateur, de la contre-réaction à travers un filtre (différentiel, p. ex.) : l'ensemble présente alors des propriétés *inverses* de celles du filtre : la bande atténuee de celui-ci devient la bande passante (d'ailleurs assez irrégulière).

Un type de résultat expérimental est donné.

P. D.

La stabilité de l'amplificateur-filtre et son amélioration. H. NAKIYAMA, *Nippon El. Comm. Eng.*, septembre 1936, 323-331.

Le système envisagé comporte les éléments suivants : un filtre de bande, un amplificateur, et plusieurs dispositifs de réaction.

Un premier couplage en contre-réaction est fait entre certains points du filtre et l'amplificateur, de manière à ajouter de l'affaiblissement dans la bande atténuee.

Un second couplage réactif peut être fait entre la sortie du filtre et l'entrée de l'amplificateur, pour accroître l'amplification dans la bande passante. Mais cela risque d'amener des accrochages d'oscillations : on y porte remède en effectuant l'opération par l'intermédiaire d'un détecteur; le courant de celui-ci commande la tension moyenne des grilles de l'amplificateur. Le système fonctionne alors en « expanseur » ou « compresseur » à volonté.

Des exemples de réalisation et de courbes expérimentales sont donnés.

P. D.

Sur la réception des ondes décimétriques. H. U. THEILE, *Hfr. Techn. El. Ak.*, novembre 1937, 50, 5, 149-157.

Compte rendu détaillé d'une étude purement expérimentale sur divers montages récepteurs pour ondes de 0,66, 0,18, 0,13, et 0,12 mètre. L'auteur a essayé divers tubes susceptibles d'« oscillations internes » ; dans chaque cas, il a étudié les conditions de fonctionnement, et l'intensité de réception à distance fixe d'un émetteur « étalon ». Comme conclusions générales, il mentionne :

— que la réception est rendue beaucoup plus sensible par un léger amorçage d'oscillations sur la fréquence à recevoir, ou sur un multiple de cette fréquence (par « désamortissement »).

— que la super-réaction, par variation du potentiel plaque, permet une amplification supplémentaire d'environ 37 à 40 ; la fréquence de modulation devant être, de préférence, aux environs de 5 à 10 Mc s.

P. L.

Nouveaux schémas de « réglage silencieux ». O. KOHLER, *Funk.*, 1^{er} octobre 1937, 19, 541-546.

Revue (d'après les brevets américains et anglais) des divers montages proposés pour réduire — ou annuler — l'amplification basse fréquence d'un récepteur, aux instants où l'amplification haute fréquence est excessive ; et par suite pour réduire le bruit de fond.

P. L.

EXPLOITATION -- APPLICATIONS

Progrès de la radiotéléphonie transatlantique. R. Bown, *Proc. I. R. E.*, septembre 1937, 25, 9, 1124-1135.

La radiotéléphonie transatlantique a commencé en 1927 : on sait que la première solution mettait en œuvre des ondes longues, la modulation « sur une seule bande » sans onde porteuse, et tous les perfectionnements de la technique la plus raffinée aux postes émetteurs et récepteurs.

Successivement entrèrent en jeu :

les dispositifs de blocage automatique de l'émission pendant les silences (« vodas » d'après les initiales des mots « Voice Operated Devices Antisinging »); le règne des ondes courtes; les systèmes de « secret »; de nouveaux progrès des récepteurs, parmi lesquels l'antenne dirigée orientable Musa (« Multiple Unit Steerable Antenna »).

Le résultat actuel : une centaine de liaisons commerciales en duplex, réunissant entre eux environ 93 % des téléphones du monde entier.

L'auteur pense que l'avenir comportera le groupement de plusieurs communications sur la même onde porteuse.

P. D.

Radio-téléphonie sur ondes de 68 cm. avec réflecteurs paraboliques. Kiyoski MORITA, *Nippon Eng.*, septembre 1930, 332-346.

L'émetteur comprend une triode engendrant par oscillations internes des ondes de 68 cm. de longueur, avec une puissance de sortie de 3 à 4 watts; on applique la tension de modulation à la fois à la grille et à la plaque dans un rapport déterminé de façon à ne pas faire varier la fréquence.

Dans le récepteur, deux triodes à oscillations internes sont montées en push-pull et assurent la détection à super-réaction avec modulatrice séparée.

Chacune des deux antennes d'émission et de réception peut être placée au foyer d'un grand réflecteur parabolique dont l'auteur étudie théoriquement et expérimentalement les propriétés directives.

La plus longue distance à laquelle on fit des essais de communication fut de 80 km; les résultats furent d'ailleurs excellents. Au cours de ces essais, les expérimentateurs s'attachèrent à déterminer l'influence des réflecteurs, de la disposition des antennes et de la puissance à l'émission.

A. B.

Le réglage automatique des nuances (« Dynamikregler ») dans un émetteur de Radio-diffusion. H. G. THILO, M. BIDLINGMAIER, Siemens Zs., 1937, 17, 7.

L'appareil a pour objet de « comprimer », suivant une loi simple (logarithmique), les nuances d'une exécution

musicale. L'organe essentiel est un redresseur à oxyde de cuivre, « dont l'impédance peut être exprimée avec une bonne approximation par une fonction exponentielle, dans une partie de sa caractéristique »; la tension aux bornes de ce redresseur est appliquée au voltmètre indicateur de modulation, et celui-ci, à son tour, commande le réglage d'amplification. On peut exécuter deux « degrés de compression » : 0,8 et 1,6 népers (sur une variation totale de l'ordre de 5 N.).

Enfin l'appareil entre en jeu instantanément (3 millisecondes), mais cesse progressivement (constante de temps réglable jusqu'à 1,8 seconde).

P. L.

Revue des progrès de la radio maritime, avec mention spéciale du paquebot « Queen Mary ». — F. G. LORING, W. L. Mc PHERSON, W. H. Mc ALLISTER, *Proc. Wir. Sect. I. E. E.*, septembre 1937, 12, 36, p. 198-244.

Ce copieux article, accompagné du compte rendu de la discussion qu'il a suscitée devant les « Electrical Engineers », intéressera vivement les spécialistes de la radio maritime.

Les auteurs montrent d'abord les progrès généraux de ces dernières années : développement des postes à lampes, des ondes courtes, de la radiogoniométrie, de la téléphonie entre petits bateaux, de la téléphonie duplex entre les grands paquebots et la terre : tout ceci avec nombreuses statistiques.

Ils décrivent ensuite les types courants de matériel adopté, avec schémas correspondants.

Mais la partie la plus originale concerne le problème posé par l'équipement d'un paquebot moderne, et sa solution à bord de la « Queen Mary ». Les nécessités de la sécurité ou de la navigation sont assez réduites : poste télégraphique normal sur ondes moyennes, postes de secours alimenté par batteries, radiogoniomètre sur la passerelle. Mais il faut surtout faire face au trafic des passagers, lequel est considérable à certaines heures de pointe (en moyenne, un voyage transatlantique représente 5.000 à 10.000 mots taxés en télégraphie, et une vingtaine d'appels téléphoniques). On a donc prévu quatre liaisons duplex, deux en ondes courtes, une en ondes moyennes, une en ondes longues. Sur

deux d'entre elles, on peut, en cas de besoin, brancher des appareils de télégraphie rapide ; perforateur et manipulateur automatique à l'émission, onduleur à la réception. En outre, les deux postes à ondes courtes peuvent faire de la téléphonie en duplex ; ils sont pourvus à cet effet d'équipements terminaux avec équilibriseurs et bloquages de l'onde porteuse, et, en plus, de dispositifs de secrét (par inversion de la bande de fréquences transmises).

Le groupement des antennes, le schéma des appareils et leurs performances, la disposition des locaux... etc., sont indiqués en détail.

L'installation a prouvé ses mérites en établissant, lors de la première traversée, le record suivant sans aucune défaillance : 175.000 mots taxés, 291 appels téléphoniques, plus divers radio-reportages.

P. D.

Équipement des nouveaux avions des lignes royales hollandaises (K. L. M.). Philips Transmitting News, septembre 1937, 10-12.

L'équipement radio destiné aux appareils Douglas D. C. 3 comprend :

1^o un émetteur de télégraphie, sur 5 longueurs d'ondes en ondes longues (200 watts) et 4 en ondes courtes contrôlées par cristal (40 watts). L'antenne extérieure est fixe;

2^o un récepteur recevant en télégraphie et en téléphonie les ondes de 16 à 520 mètres et de 520 à 1.250 mètres;

3^o un radio-compas, avec récepteur couvrant les gammes 250-670 mètres et 790-2.000 mètres. L'aérien est constitué par un mât vertical et un cadre orientable pouvant être employés séparément ou combinés. L'appareil est prévu pour la réception au son et, simultanément, visuelle pour se diriger vers un émetteur ou recevoir les signaux d'un radiophare d'atterrissement.

A. B.

Radio-Phare d'atterrissement Marconi, type WBD. 4. Marconi Review, mai-août 1937, 66, p. 15-22.

Dispositif réalisé en ondes moyennes et ne donnant pas le guidage en hauteur. Il comprend :

1^o un radio-alignement « à signaux enchevêtrés », de portée 25 milles, le long duquel l'avion approche du terrain;

2^o un premier « marqueur » placé à environ 3 milles de l'aérodrome; il émet une onde entretenu dont la fréquence est variable de ± 2 kc/s à une cadence de 1,5 c/s; de sorte que le pilote est prévenu qu'il passe dans le plan vertical de ce marqueur, par un « hululement » caractéristique dans les écouteurs;

3^o un second « marqueur », placé à la limite du terrain, semblable au premier, sauf une cadence de variation de 5 c/s. Le « hululement » plus rapide produit signale au pilote l'instant de la descente.

Tout ce système fonctionne sur la même longueur d'onde; il peut, de plus, être mis en route ou arrêté instantanément, depuis le bureau du commandant du port; l'émetteur principal pouvant être utilisé pour des messages télégraphiques ou téléphoniques. De sorte que toutes les communications relatives à l'atterrissement sans visibilité peuvent être faites avec le même appareil avant le guidage proprement dit.

A bord de l'avion, aucune modification n'est requise au récepteur normal pour ondes moyennes.

P. D.

Études sur un dispositif d'atterrissement d'avions avec des antennes enterrées, en ondes ultra-courtes.

H. DIAMOND, F. W. DUNMORE, Bureau of Standards Res. Pap. N° RP. 1006, vol. 19, juillet 1937, 1-19.

Pour guider la descente d'un avion au moyen d'un faisceau d'ondes courtes, le meilleur emplacement de l'émetteur serait le milieu du terrain. Mais ceci exige que l'antenne soit enterrée et alimentée par feeder. Une expérimentation méthodique a montré la chose parfaitement possible : le fait d'enfoncer progressivement l'antenne dans un trou ne modifie pas essentiellement son rayonnement à distance ou en hauteur ; il semble que, par diffraction, les ondes sortant du trou se comportent comme si elles venaient d'un émetteur au-dessus du sol. La seule différence est qu'il existe une composante de champ à polarisation verticale, même si l'antenne est un dipôle horizontal. Certaines dimensions du trou donnent les meilleurs résultats (profondeur $\lambda/2$, largeur minimum $3\lambda/4$). Les parois peuvent être étanches et même métalliques ; il

suffit que le couvercle soit isolant, et à faible constante diélectrique.

P. D.

Emetteur pour essais de télévision.

W. ALBRICHT *Philips Transmitting News*, sept. 1937, 13-23.

Cet article expose tout d'abord différentes conditions auxquelles doit satisfaire un émetteur de télévision; ainsi, un service de télévision dans un pays plat exige un grand nombre d'émetteurs; il faut donc, pour répandre économiquement la télévision, des émetteurs dont les frais de construction et d'entretien soient assez réduits.

Les diverses parties de l'émetteur Philips étudiées ensuite (étage de sortie, lignes de transmission, amplificateurs de modulation), ont été établies de façon à répondre aux conditions exigées.

Enfin, on montre que pour les amplificateurs de modulation, les pentodes modernes Philips sont beaucoup plus efficaces que les autres lampes.

A. B.

MATÉRIEL

Nouvelles réalisations avec noyaux de « sirufé ». H. NOTTEBROCK, O. WIEGAND, *Siemens Veroff. Nachrichtentechnik*, juillet 1937, 499-503.

Présentation des modèles de noyaux magnétiques à faibles pertes Siemens. Sous un faible volume, on peut atteindre, dans la gamme des ondes moyennes, des surtensions de 300 et plus. Une nouvelle variante est utilisable en ondes courtes à partir de 10 m.; par rapport aux bobines à air, le gain est de 20 %.

P. L.

Bobines à noyau magnétique, n° de janvier 1938. Analyses, page 6 A. Compléter l'analyse sur " Les bobines à noyau magnétique " par :

4^e L'étude d'un décrémètre destiné à mesurer les pertes des bobines, la valeur exacte de la self-induction et de la capacité propre; une méthode pratique pour la mesure de la résistance des bobines en H. F.

5^e La description de plusieurs montages de transformateurs de moyenne fréquence à noyau magnétique pour obtenir la sélectivité variable.

6^e Des considérations sur les différents procédés de réglage des circuits oscillants, en particulier sur l'utilisation de bobines à perméabilité variable.

A. B.

BIBLIOGRAPHIE

Les tubes à vide et leurs applications. Tome II. Les amplificateurs, par le Dr. BARKHAUSEN. Traduit de l'allemand par Ed. LABIN, 300 pages 16 × 25, 127 figures. Dunod, éditeur.

En annonçant la traduction du Tome I nous signalions qu'elle était en réalité une adaptation réussie; cette fois nous avons une traduction littérale, la fidélité allant jusqu'à conserver certaines habitudes typographiques allemandes.

L'auteur étudie d'abord les problèmes d'amplification dans le tube lui-même. *Amplification de tension*; il montre quelle est l'influence de la pente et de la transparence de grille; il introduit la notion de tension de translation DU_a déterminant le point de fonctionnement et montre l'intérêt des polyodes dans lesquelles cette tension est obtenue par la grille accélératrice. *Amplification de puissance* (B. F.) où il étudie les distorsions avec leurs causes et les moyens d'y remédier; il considère le rapport de l'amplitude du courant alternatif au courant continu et celui des tensions qui déterminent le rendement, égal à leur demi-produit. *Rendement à l'émission*; c'est ici la durée de passage du courant de plaque qui intervient pour déterminer le rendement.

Il examine ensuite les relations des divers tubes d'un montage entre eux : couplage, réactions, bruits de fond. La troisième partie est consacrée au courant de grille, avec ses diverses causes, et à ses effets : amorcages, distorsions, etc.

Au total, un ouvrage très détaillé et très complet, auquel manque cependant une liste d'errata...

B. D.