

L'ONDE ÉLECTRIQUE

RADIOÉLECTRICITÉ ET SES APPLICATIONS
SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES

BULLETIN DE LA
SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Éditorial: L'action mutuelle des ondes, par R. MESNY.

Description d'un tube à refroidissement par eau de grande puissance, par M. PONTE et R. WARNECKE.

Note sur la puissance consommée par le redressement à une diode, par J. MARIQUE.

L'exposition de T. S. F. de Paris 1934 et notes sur les expositions étrangères.

Le Super-Synchrovox 6-35 des Établissements Radio L. L., par P. ABADIE.

Société des Radioélectriciens.

Analyses. — Brevets.

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

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

L'ONDE ÉLECTRIQUE

Revue mensuelle publiée par la Société des Radioélectriciens

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

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

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Adresser la correspondance administrative et technique au

Secrétariat de la S. R. E.

14, avenue Pierre-Larousse
Malakoff (Seine)

Paiement des cotisations à

M. COLMANT, trésorier

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

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

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

EXTRAIT DES STATUTS

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

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

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

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

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

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

Pour devenir membre titulaire de la Société, il faut :

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

2° Être agréé par le Bureau de la Société.

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

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

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

Cette publication leur est adressée gratuitement.

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

MONTANTS DES COTISATIONS

Les cotisations annuelles sont ainsi fixées

Particuliers 50 fr.

Sociétés ou collectivités. 200 fr.

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

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

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

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

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

EDITORIAL

L'ACTION MUTUELLE DES ONDES

par R. MESNY,

Professeur à l'École Supérieure d'Électricité.

On connaît depuis longtemps le phénomène de modulation parasite d'une onde entretenue par une émission modulée dont la fréquence, toute différente, n'est pas en rapport harmonique avec celle de l'onde entretenue; cet effet a son siège dans le récepteur et provient de la courbure des caractéristiques des lampes, on a construit des triodes qui le suppriment.

Dans le courant de l'année dernière, on signala de divers côtés, un phénomène du même genre, mais qui ne peut être attribué aux mêmes causes : il ne se produit que la nuit et n'est pas supprimé par les triodes spéciales; il paraît indiscutable qu'il est indépendant du récepteur et que la modulation parasite existe déjà quand l'onde atteint ce dernier.

A la demande de MM. van der Pol et van der Mark, de nombreuses observations furent effectuées par plusieurs observateurs qui confirmèrent les premiers résultats. Les modulations de Luxembourg, Radio-Paris, Prague, Kœnigswurterhausen et Kootwijk furent entendues sur les ondes porteuses d'une vingtaine de stations de radiodiffusion à Eindhoven, Londres, Paris, Bruxelles...

En examinant de près les situations respectives des couples de stations qui donnent lieu au phénomène, on reconnut que les stations perturbatrices sont toujours à une distance relativement faible — 250 à 300 kilomètres — du chemin suivi par l'onde perturbée pour atteindre le récepteur. En outre la station perturbatrice est toujours une station puissante, dont la fréquence ne sort pas

de certaines limites; on n'a jamais observé de perturbations produites par une onde de plus de 2.000 mètres ou de moins de 470.

D'après ces données, il devient très vraisemblable d'admettre que la modulation parasite se produit dans le passage simultané des deux ondes dans l'ionosphère; il paraît en effet que celles-ci doivent traverser la basse atmosphère de façon tout à fait indépendante, car dans l'état actuel de nos connaissances, on ne voit pas ce qui pourrait y troubler le caractère de linéarité des équations de propagation; l'absence de perturbations pendant le jour appuie cette opinion.

Dans l'ionosphère, au contraire, deux ondes de fréquences différentes se propagent dans des milieux de constantes diélectriques différentes, les coefficients des équations de propagation de chacune d'elles ne sont plus les mêmes et la superposition pure et simple des oscillations n'est plus possible en général. En outre le mouvement d'un ion sous l'influence de champs simultanés de fréquences différentes, compte tenu des conditions de ce mouvement et des chocs moléculaires en particulier, ne peut plus être considéré avec certitude comme la superposition des mouvements qu'il prendrait sous leurs actions séparées. Le champ de l'onde perturbatrice accroît le nombre de collisions des ions, et les absorptions propres aux deux ondes ne sont plus indépendantes; il en est de même de leurs constantes diélectriques apparentes et l'artifice de l'introduction de ces constantes apparentes dans les équations de propagation devient même fort sujet à caution.

Il est clair d'autre part que l'action mutuelle ne peut se produire que si les deux ondes traversent toutes deux, sur une étendue appréciable un même espace ionisé et que cette action sera d'autant plus sensible que l'onde perturbatrice sera plus forte; ces deux conditions sont précisément remplies dans tous les cas d'observations, et l'absence de perturbations par des ondes de fréquence très basse ou très élevée peut provenir de ce que celles-ci voyagent dans des couches de la haute atmosphère que ne fréquentent pas les ondes de fréquence intermédiaire.

MM. van der Pol et van der Mark ont poussé plus loin leurs expériences en mesurant à Eindhoven les taux de la modulation parasite produite sur une onde entretenue issue de Beromünster (540 mètres) par une onde provenant de Luxembourg (1.304 mètres) et

modulée profondément à des fréquences variant entre 100 et 6.400 c/s ; les résultats ont été les suivants :

Modulation de Luxembourg.	Taux de la modulation parasite de Beromünster.
100	7,5
200	3,7
400	3,3
800	1,2
1.600 à 6.400	modulation couverte par les atmosphériques.

Ils ont constaté d'autre part que la profondeur de la modulation parasite était proportionnelle à celle de la modulation perturbatrice et d'autant plus forte que l'onde perturbée était plus faible.

Un léger changement dans les fréquences porteuses des deux stations n'a pas modifié sensiblement les résultats, il ne s'agit donc pas d'un phénomène critique quant aux fréquences.

La décroissance de la perturbation à mesure que la fréquence de modulation augmente pourrait faire penser à un effet d'accumulation de l'action mutuelle, tel e par exemple que la variation de température du milieu, mais il faut attendre des expériences plus nombreuses pour risquer des hypothèses précises et les soumettre au calcul ; on pourrait, entre autres choses, chercher si la direction de l'onde troublée n'est pas modifiée par l'onde perturbatrice.

Ces questions ont été présentées et discutées à l'Assemblée Générale de l'Union Radioscientifique Internationale qui s'est tenue à Londres en septembre dernier et leur intérêt scientifique et pratique a été jugé suffisant pour que l'Union se préoccupe d'organiser, sur le plan international, des expériences méthodiques. Ce plan dont la réalisation demandera le concours de nombreux observateurs, est dès maintenant à l'étude ; il sera publié dès son achèvement dans l'*Onde électrique* pour que les membres de notre société puissent collaborer aux recherches.

R. MESNY.

DESCRIPTION D'UN TUBE A REFROIDISSEMENT PAR EAU, DE GRANDE PUISSANCE

par **M. PONTE**

Directeur du Département Lampes de la S. F. R.

et **R. WARNECKE**

Ingénieur au Laboratoire des lampes d'Émission de la S. F. R.

SOMMAIRE

Il y a un intérêt technique certain à prévoir, pour la réalisation d'une station importante de radiodiffusion, des lampes puissantes telles que quelques unités seulement soient nécessaires. Les auteurs décrivent dans ce qui suit un modèle, réalisé dans les laboratoires de la S. F. R., capable de fournir une puissance maximum utile de plus de 120 kws avec une caractéristique dynamique sensiblement droite, c'est-à-dire susceptible de donner en régime téléphonique une énergie porteuse de 30 kws dans des conditions telles qu'il soit possible d'avoir une modulation linéaire jusqu'à un taux voisin de 100 %.

Introduction. — Le développement de la technique des émetteurs de radiodiffusion a conduit à la construction de postes de plus en plus importants et leur puissance, mesurée par celle de leur porteuse, s'est accrue progressivement de quelques kilowatts, à 60 et même 120.

Actuellement, l'organisation d'un réseau national de radiodiffusion français a amené la construction d'une série de postes dont les puissances porteuses sont le plus souvent des multiples de 30 kws et dont la modulation doit pouvoir être poussée jusqu'au voisinage de 100 % avec une distorsion faible.

On pouvait songer en premier lieu, pour arriver à de tels résultats, à l'emploi d'un nombre suffisant de lampes de moyenne puissance en parallèle, et c'est évidemment ce qui a été fait lorsque les constructeurs de postes ont eu à prévoir pour la première fois des stations d'une puissance de l'ordre de celle dont nous venons de

parler : la technique des lampes a en effet évolué plus lentement que celle des émetteurs et en a été la conséquence. On a donc commencé à utiliser, en parallèle, un grand nombre de lampes (12 et même 24) de puissance relativement faible (4 à 5 kws porteuse).

Cette solution était, à priori, déjà peu satisfaisante puisqu'elle amenait une complication considérable de l'installation, due à la multiplication des divers éléments, tels que supports, châssis, circulations d'eau de refroidissement des anodes, etc..., mais, chose plus grave, l'emploi des lampes puissantes en parallèle a révélé des inconvénients techniques sérieux dont le plus gênant est certainement le phénomène que l'on désigne habituellement sous le nom de « Rocky Point effect » et qui est d'autant plus difficile à éviter que le nombre de lampes utilisées est plus grand.

Ce phénomène se traduit par des décharges très intenses et souvent nombreuses dans le système de lampes employées et provoque, si l'on ne recourt pas à des dispositifs spéciaux, l'interruption complète de l'émission.

Les études du phénomène, qui ont été faites par les constructeurs de tubes électroniques, ont montré qu'il dépendait bien, dans une certaine mesure, des lampes mêmes, mais que les circuits associés jouaient aussi un rôle primordial, certains favorisant grandement l'amorçage des décharges.

Il n'est pas dans notre but de parler ici spécialement de cette question, mais nous en dirons néanmoins quelques mots, d'une part parce qu'on s'est inspiré des résultats de son étude pour la construction de la lampe que nous allons décrire et, d'autre part, parce que, sauf dans les milieux de spécialistes de tubes émetteurs ce phénomène est très peu connu quoiqu'il soit tout à fait digne d'intéresser les physiciens et les ingénieurs radio-électriciens.

On a donné le nom de « Rocky-Point effect » à une forme de décharge qui se produit dans les tubes à vide très poussé, tels que les lampes d'émission employées en radio-électricité; ce phénomène a été ainsi appelé d'après le nom d'une station émettrice américaine où il fut, semble-t-il, caractérisé pour la première fois. C'est un cas particulier de décharge dans le vide, dont les caractéristiques ont de nombreux points communs avec des types de décharge décrits dans des travaux déjà anciens tels que ceux de : R. W. Wood (*Phys. Rev.*, 1897, vol. 5, page 1), Millikan (*Phys. Rev.*, 1918, vol. 12, page 167),

Hayden (*Journal of American I. E. E.*, 1922, vol. 41, page 852), etc...

Le phénomène possède essentiellement les caractères suivants :

1° C'est une rupture spontanée de l'isolement déterminé, à l'état normal, par un degré de vide très élevé dans un appareil à électrodes métalliques.

2° Après la rupture en question et le passage de la décharge, il est possible de constater que le vide n'est pas altéré et que l'isolement se rétablit immédiatement. Les variations de pression qui peuvent être observées sont dues à la décharge elle-même, notamment à ses effets thermiques ou disruptifs sur les électrodes : elles ne sont pas les causes de la décharge, mais ses conséquences.

3° Cette rupture d'isolement n'est annoncée par aucun indice pré-curseur plus ou moins continu analogue à ce qu'on observerait si la décharge était produite par une variation du vide. Contrairement à une opinion très souvent admise par les usagers, il est bien prouvé maintenant que le phénomène n'est pas dû à une pression trop élevée dans l'appareil : il ne semble pas trouver son origine dans une ionisation des gaz résiduels de l'enceinte. Des lampes qui possèdent un vide excellent peuvent donner lieu à des arcs de cette nature, mais il ne faut pas en conclure qu'il est inutile de chercher à réaliser le meilleur vide possible, car les traitements qui font disparaître le Rocky-Point améliorent en même temps le vide.

La nature exacte du phénomène n'est pas encore très bien établie, mais nos recherches nous font admettre que la décharge est amorcée par une auto-émission d'une *impureté* solide ou gazeuse, présente à la surface de l'électrode donnant naissance à la décharge et pouvant être éliminée par elle. Si, en effet, il semble hors de doute qu'il ne faille pas incriminer les molécules libres dans l'enceinte, on peut penser par exemple, que les gaz ou impuretés condensés sur les parties relativement froides des lampes à grande puissance jouent un rôle important.

Parmi les remarques qui pourraient justifier cette hypothèse, la plus simple est que, on ne constate pour ainsi dire jamais de décharges analogues à celles dont nous venons de parler dans des lampes en verre à refroidissement naturel et l'on peut penser que cela vient du fait que, dans ce cas, toutes les parties solides soumises à des champs intenses sont à une température trop élevée

pour permettre la condensation de gaz ou d'impuretés pendant le fonctionnement du tube.

Le départ de fragments de surface, la volatilisation d'irrégularités microscopiques par un courant important d'émission auto-électronique dû à des champs locaux excessivement intenses, peuvent être envisagés. L'étude de tous ces facteurs doit donc être suivie par les constructeurs, les précautions devant être d'autant plus grandes que la tension anodique est plus élevée. Les résultats satisfaisants obtenus, non pas seulement en laboratoire, mais aussi en exploitation avec des lampes convenablement traitées, montrent jusqu'à quel point ces précautions peuvent être opérantes, pour une lampe utilisée sur un poste parfaitement étudié. Le facteur fondamental du succès est de veiller à ce que, durant le pompage de la lampe, les gaz soient bien éliminés et non pas absorbés par quelque partie métallique qui pourrait donner lieu à la décharge.

Mais, si une étude approfondie des décharges dans le vide élevé a permis de réduire les phénomènes de « Rocky-Point », les expériences faites par divers constructeurs ont montré nettement l'influence des circuits et de leur disposition.

L'élimination complète des phénomènes de Rocky-Point avec de nombreuses lampes en parallèle oblige à prévoir des systèmes de protection et d'aménagement des circuits dont le but est de s'opposer à l'établissement de la décharge et, au cas où elle le pourrait cependant se produire, de limiter le courant qui traverse le tube. Ces dispositifs sont d'autant plus coûteux et diminuent d'autant plus le rendement des lampes que leur nombre est plus élevé.

Il en résulte que, malgré leurs améliorations techniques, l'emploi de nombreuses lampes diminue le rendement des émetteurs et que l'on a intérêt à adopter des lampes très puissantes, en nombre réduit. La seule limite qu'il y ait dans ce sens est due au fait que, en exploitation, il faut envisager le risque d'accidents (manipulations, etc...) et que la détérioration accidentelle d'une lampe de très forte puissance, de prix de revient élevé, entraîne une perte considérable.

C'est en tenant compte de ces remarques que nous avons mis au point dans les laboratoires de Suresnes une série de lampes de grande puissance dont la dernière sera décrite dans cet article. Elle a pour but de fournir aux constructeurs une lampe donnant 30 kws porteuse en permettant une modulation à 100 %.

La suite de cette note montrera que ce but a été atteint avec sécurité.

L'équipement des postes puissants en cours d'étude et de construction et dont la puissance porteuse est un multiple pair de 30 kws est alors rendu simple et rationnel : actuellement, on utilise en effet presque toujours les lampes sur des étages symétriques et la combinaison de 2 ou de 4 unités permet, par suite, la construction des émetteurs de 60 et 120 kws porteuse.

Considérations qui ont déterminé les caractéristiques principales de la lampe E. 2051. — Les lampes de grande puissance fonctionnent, sur un poste de Radiodiffusion, évidemment en excitation séparée et, à l'heure actuelle, les deux procédés de modulation les plus employés sont l'amplification haute fréquence normale (tension de grille haute fréquence modulée) et le système de modulation par déphasage (excitation de grille constante, résistance de charge ramenée variable en fonction de la modulation); la comparaison des deux systèmes a été faite et elle met en évidence très nettement les avantages du dernier, mais pour nous placer dans un cas tout à fait général, nous ne regarderons sommairement ici, que le cas classique de l'amplification haute fréquence modulée. Les caractéristiques données permettront de déterminer les conditions de fonctionnement par déphasage ou par contrôle d'anode.

Les facteurs qui caractérisent la lampe et qui sont les plus intéressants à connaître sont : d'une part, la puissance utile max. $W_{u\max}$ que peut fournir la lampe pour son excitation maximum ainsi que la valeur de cette excitation E_m , la puissance de commande W_c , à prendre sur les étages inférieurs qu'exige la grille pour que la lampe atteigne ce régime, et la relation qui existe entre la puissance utile et l'excitation de grille.

Nous commencerons par donner des considérations approximatives mais simples qui permettent de mettre en évidence les facteurs les plus importants qui déterminent la puissance maximum que peut donner une lampe telle que la E. 2051 fonctionnant en haute fréquence modulée avec un taux de modulation profond, voisin en première approximation de 100 %.

Considérons d'abord le régime haute fréquence correspondant à l'amplitude max de la tension H. F. de grille non modulée : soit une lampe dans le circuit anodique de laquelle l'impédance de charge

habituelle se réduit à la résistance ohmique équivalente, et reportons-nous au tracé des caractéristiques $I_a = f(V_a)$ de la figure 1. Pour une tension continue d'anode V_{ao} le point figuratif de fonctionnement se déplace sur une droite AB (caractéristique dynamique de charge) dont la pente est donnée par $\operatorname{tg} \varphi = \frac{1}{r}$ (r étant la résistance équivalente au circuit anodique accordé).

Il est bien connu que le rendement augmente si la lampe ne dissipe pas lorsque la tension d'excitation de grille passe par zéro : c'est-à-dire si le courant d'anode est nul, ou si le point de départ est en A ou sur AS. Pour simplifier, supposons donc qu'il soit en A, c'est-à-dire, admettons que la polarisation de grille continue soit choisie à

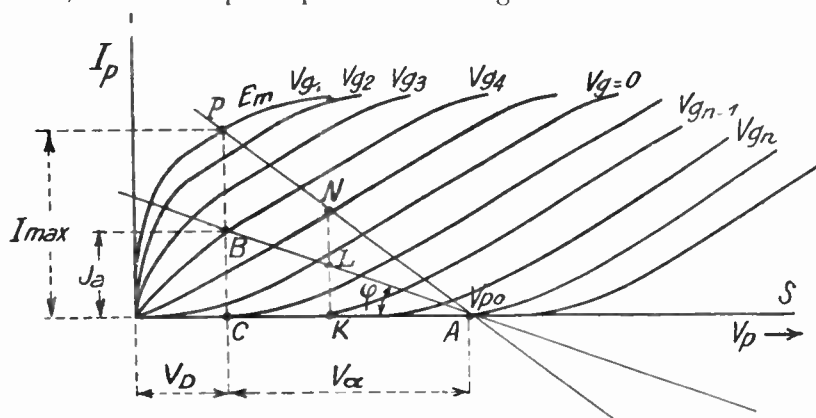


Fig. 1.

partir des caractéristiques statiques de façon que I_a soit nul lorsque la tension d'anode est égale à la tension continue V_{ao} : ce régime correspond à ce qu'on a coutume d'appeler actuellement « régime d'amplification en classe B » dans la désignation internationale¹. L'amplitude du courant étant $I_{\max}$, et celle de la tension alternative étant V_a , la puissance débitée est égale à $1/4 I_{\max} V_a$ et le courant anodique moyen étant égal à $\frac{1}{\pi} I_{\max}$, la puissance débitée est égale à $\frac{1}{\pi} V_a I_{\max}$. On a donc finalement pour la puissance utile et le rendement les expressions :

$$W_u = \left(\frac{V_{ao} - V_b}{4} \right) I_a \quad (1)$$

¹ I. BEH, Standardisation Report Year Book of the I. R. E., BEH, p. 71.

$$\eta = \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{V_0}{V_{av}} \right) \quad (2)$$

dans lesquelles on a introduit la « tension de déchet » V_0 (fig. 1).

La tension d'excitation E_m est déterminée par le point correspondant des caractéristiques.

AB représente le chemin de modulation en classe B dans le cas d'une oscillation sinusoïdale. Pour que la modulation puisse être complète, l'excitation de grille sur la porteuse correspond au point milieu L. L'amplitude de la tension « porteuse » sur l'anode est la moitié de la tension H. F. modulée max. et se trouve représentée par AK. Pour la modulation à 100 %, le potentiel H. F. varie donc avec la modulation depuis 0 jusqu'au maximum AC et par suite la puissance utile le long du signal modulé, varie entre 0 et 4 fois la puissance utile porteuse.

En amplification HF modulée, m étant la profondeur de modula-

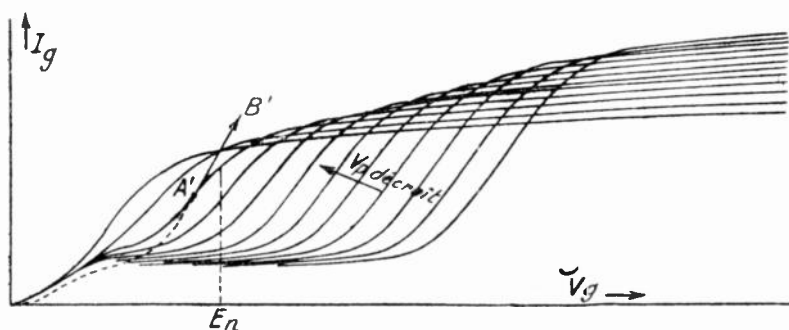


Fig. 2.

tion, la puissance rayonnée est de la forme :

$$W = \frac{1}{4} W_{\max} (1 + m \sin \alpha t)^2 \quad (3)$$

qui correspond à une puissance moyenne

$$W = \frac{1}{4} W_{\max} \left(1 + \frac{m^2}{2} \right) \quad (4)$$

et une puissance appliquée :

$$W_a = \frac{V_{av} I_a}{2\pi} \quad (5)$$

Le rendement, qui détermine la puissance dissipée par la plaque est donc :

$$\eta = \frac{\pi}{8} \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \left(1 - \frac{V_p}{V_a}\right) \quad (6)$$

La puissance en pointe de modulation (amplitude AC) doit être la plus élevée possible pour utiliser au mieux la lampe. La résistance d'adaptation doit donc être prise voisine de celle qui fournit la caractéristique AP et nous étudierons les divers facteurs des formules (1) et (2) pour cette adaptation.

1° I_a max.

I_a max. sera choisi le plus grand possible, c'est-à-dire voisin de la saturation de la lampe et croîtra avec elle mais lui restera assez nettement inférieur parce que le rapport de ces 2 quantités est limité par des considérations dont les plus importantes sont les suivantes :

a) Le resserrement et la courbure des caractéristiques à l'extrémité du domaine d'excitation sont dus à ce que l'on se rapproche de la saturation et ce fait introduit une limite qui vient du souci, comme nous le verrons par la suite, de pouvoir assurer une modulation profonde sans déformation importante.

b) D'autre part, en se reportant à la figure 2 qui donne I_g en fonction de V_g pour V_a constant, on voit que le courant grille augmente de plus en plus à mesure que V_g augmente et que V_a diminue⁽¹⁾. Si l'on choisit pour l'excitation maximum de la lampe une valeur

(1) La loi qui donne la répartition en statique, entre la grille et l'anode, du flux d'électrons quittant la cathode d'une lampe donnée lorsque des potentiels quelconques sont appliqués à ses électrodes, est fort difficile à établir correctement et on doit même avouer que l'on ne sait pas actuellement la représenter d'une façon qui ait une valeur pratique certaine dans le cas où l'on tient compte de la charge d'espace.

Néanmoins, en première approximation pour les fortes tensions de grille en question cette loi est de la forme :

$$\frac{I_g}{I_a} = k \left(\frac{V_g}{V_a}\right)^x$$

k étant une constante, dépendant de la géométrie de la lampe, et x étant compris entre 1,5 et 2.

Le courant total d'électrons quittant la cathode ($I_g + I_a$) est une fonction des potentiels E_g et E_a dans la partie où l'émission totale du filament n'est pas atteinte et dans le cas contraire est une constante égale à la saturation et, d'une façon générale, l'équation ci-dessus donne une idée approximative de la relation entre les courants et les tensions.

trop importante, la grille peut prendre un courant instantané qui devient inutilement grand au détriment du courant plaque dont la courbe s'affaïsse, à partir d'une certaine valeur (excitation grille optimum) il est inutile d'augmenter la tension grille, le rendement du régime de crête n'augmentant pas.

D'une façon générale, si nous posons $I_{a \text{ max}} = a I_s$ on peut déterminer d'après la forme réelle des caractéristiques que l'on obtient pour des lampes d'émission du type considéré, que a ne peut guère dépasser 0,8.

2° V_b .

Pour arriver au courant I_{max} la tension d'excitation max. E_m amène la grille à une valeur positive assez élevée. V_b doit rester nettement supérieur à cette valeur pour les raisons qui ont été indiquées au paragraphe (b) précédent, ainsi d'ailleurs que pour éviter les phénomènes d'émission secondaire de plaque. La détermination exacte de la tension de déchet V_b qu'il convient d'adopter est complexe, mais en première approximation, une règle pratique suffisante, est d'admettre que cette tension V_b ne doit pas descendre au-dessous de 1,5 à 2 E_m .

Il est donc visible qu'il y a intérêt pour une lampe à diminuer E_m le plus possible, c'est-à-dire à faire une lampe « sensible ». En fait, pour une lampe de très forte puissance, comme la E. 2051, E_m est en général de l'ordre de 2.000 volts et par suite V_b est de l'ordre de 3 à 4.000 volts.

3° V_m .

La forme des équations (1) (2) montre également qu'il y a intérêt à augmenter la tension continue jusqu'à la valeur la plus élevée possible. A titre d'exemple, en admettant une tension de déchet de l'ordre de 4.000 volts, la relation 2 montre que pour atteindre une valeur de rendement de 63 %, la tension plaque doit être de l'ordre de 20 kilovolts, ce qui conduit à une différence de potentiel instantanée grille-anode de l'ordre de 40 kilovolts pendant la modulation.

Il existe une limite pour la tension anodique des tubes émetteurs pour assurer avec ceux-ci un travail en toute sécurité, et les possibilités actuelles de la technique nous ont fait admettre 20 kilovolts comme tension d'emploi du tube E. 2051.

4° I_s . D'après la relation (3), il serait nécessaire, pour obtenir une

puissance utile max. de 130 kws, en admettant $V_{an} = 20.000$ volts et I_a max $= 0,8 I_s$, d'avoir un courant de saturation de 40 A. En fait, nous avons prévu la cathode beaucoup plus large et nous l'avons calculée pour une saturation voisine de 70 A, ce qui revient à prendre un facteur α plus petit c'est-à-dire à pouvoir augmenter la qualité de la modulation.

L'élévation du courant de saturation a été également prévue avec le souci que la lampe puisse satisfaire aux demandes d'emploi pour lesquelles la tension anodique serait plus faible : le filament a été calculé assez largement pour que la triode soit susceptible de donner dans ces conditions la puissance utile désirée avec un rendement encore acceptable. En tenant compte des durées de vie qu'on est en droit d'attendre de lampes de cette puissance, la puissance de chauffage adoptée est de 8,7 kilowatts (290 ampères sous 30 v).

Facteurs d'amplification et résistance interne. — A première vue, d'après l'exposé précédent, les facteurs K et φ ne sont pas de grande importance. Il est seulement nécessaire de réaliser une lampe de « sensibilité » suffisante, de façon qu'on ne soit pas obligé d'employer des tensions d'excitation trop grandes. La lampe E. 2051 a été établie comme les lampes de la série avec un facteur d'amplification assez élevé pour réduire autant que possible l'importance des sources de polarisation en améliorant les caractéristiques. Les valeurs de K et de φ ont été choisies en se souvenant qu'il y a intérêt pour l'amplification à partir d'une tension grille donnée, à augmenter le coefficient d'amplification à pente constante (facteur $\frac{K^2}{\varphi}$).

Les valeurs que nous avons admises comme étant les plus convenables sont :

$$K = 50\%, \quad \varphi = 2.500 \text{ ohms.}$$

Réalisation de la lampe¹ (Fig. 3 et 4). — A l'anode en cuivre est soudé, d'une façon étanche aux gaz, un ballon unique servant de

1. Nous n'insisterons pas sur ce genre de construction de lampes à anode refroidie d'un modèle maintenant bien connu et dans lequel l'anode est extérieure et constitue le récipient étanche dans lequel sont disposés les autres électrodes.

support isolant aux entrées de courant filament et à la grille. Celle-ci est sortie latéralement.

La réalisation d'une lampe devant satisfaire aux conditions de fonctionnement esquissées, a posé des problèmes de constructions ardues qui n'ont pu être résolus que par des techniques nouvelles de fabrication et que nous allons signaler à mesure que nous décrirons sommairement les éléments.

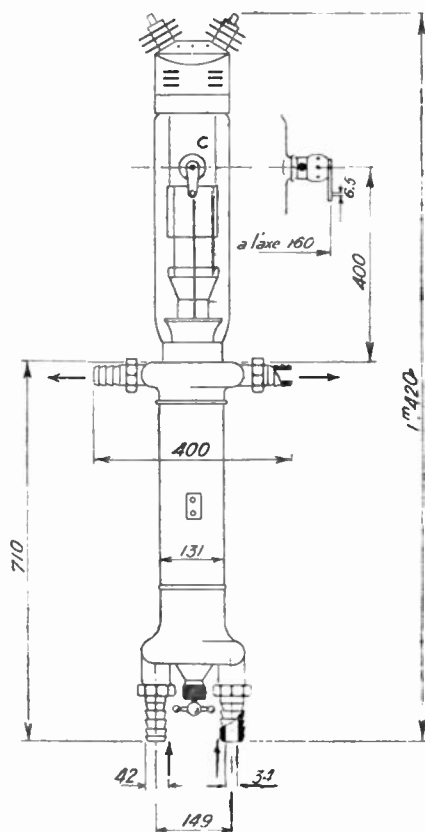


Fig. 3.

Filament. — Les entrées de courant du filament doivent laisser passer normalement l'intensité nécessaire à son chauffage, soit 290 A. Il a été possible de les réaliser sans refroidissement spécial, ce qui évite la complication d'une circulation d'eau supplémentaire souvent dangereuse. Ces entrées de courant ont été conçues en

tenant compte de leur échauffement, qui résulte en grande partie de

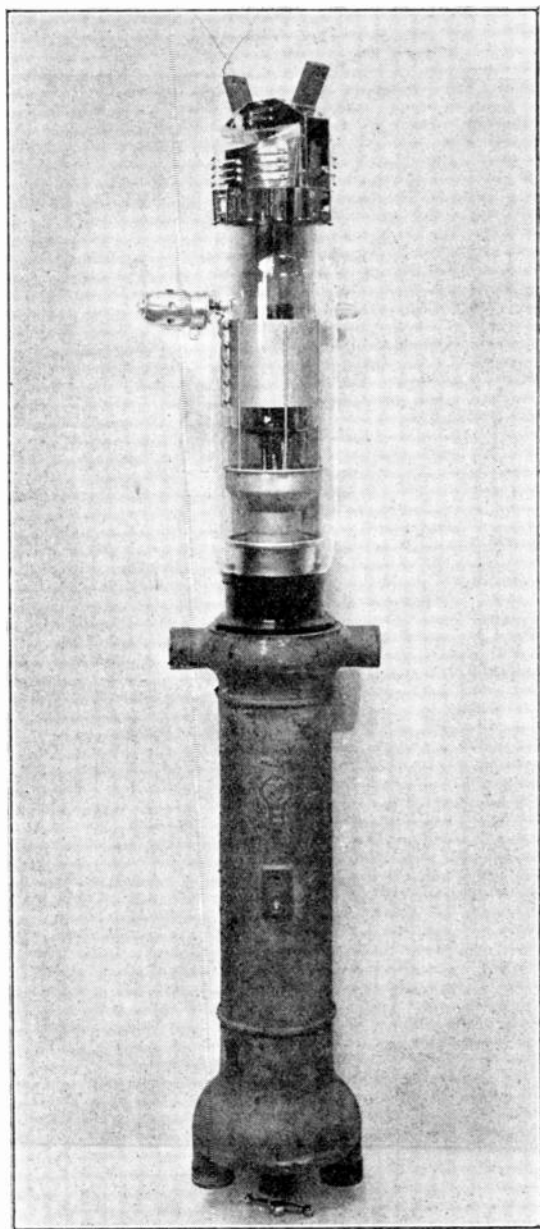


Fig. 1.

la conduction de la chaleur à partir du filament incandescent. Un

compromis entre la conductibilité électrique et la conductibilité calorifique a conduit à employer des traversées de courant en molyb-

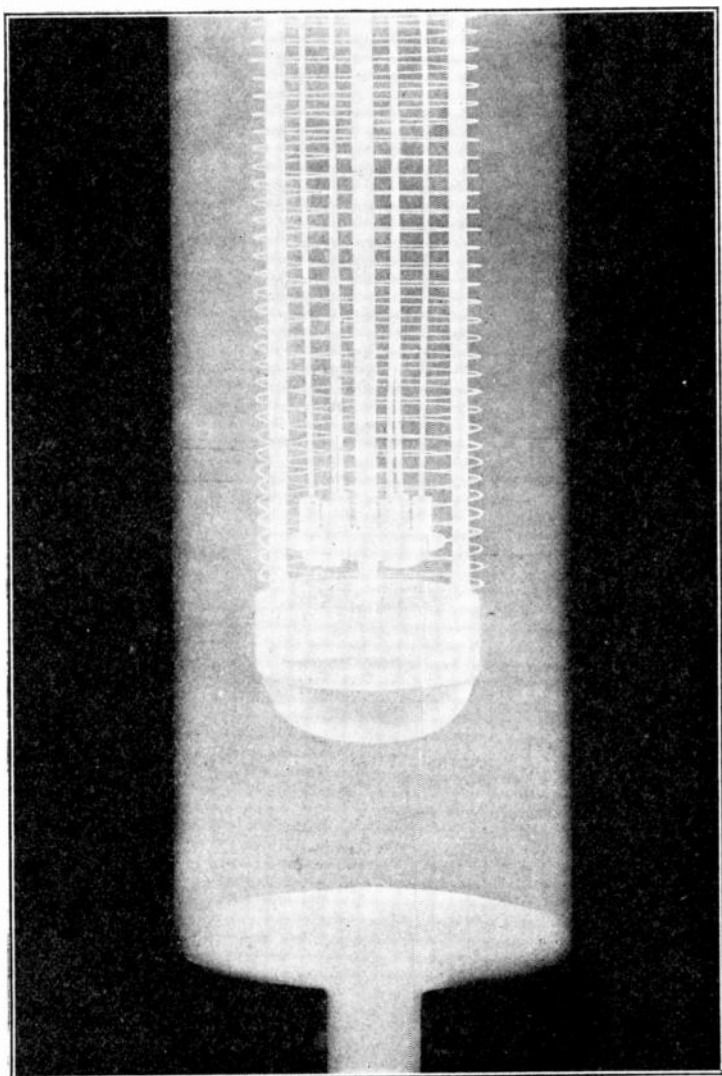


Fig. 5.

dène d'un diamètre de 12 millimètres. Grâce à l'emploi d'une technique spéciale et du verre « Radiotechnique » à faible dilatation, il a

été possible de réaliser des traversées de molybdène directement enrobées dans le verre, sans l'emploi d'aucun intermédiaire.

Le filament en tungstène est soudé à l'arc aux extrémités de son support et il est tendu par la poussée d'une tige réfractaire sur laquelle appuie un ressort situé dans une partie relativement froide de la lampe, ce qui lui permet de conserver sensiblement son élasticité au cours du fonctionnement.

La photographie aux rayons X de l'extrémité inférieure de la lampe terminée de la figure 5, montre le filament et son système d'accrochage du côté opposé au ressort.

Grille. — La grille est extrêmement robuste et a été conçue pour permettre la dissipation nécessaire aux pertes d'énergie qui s'effectuent sur cette électrode pendant qu'elle est positive et pour diminuer autant que possible les phénomènes d'émission secondaires dont nous aurons l'occasion de reparler dans un prochain travail.

La fermeture, c'est-à-dire la partie de verre qui relie le ballon au tube supportant le filament et la grille a nécessité la mise en œuvre d'une technique spéciale pour permettre sa fixation rendue très délicate par le poids de l'ensemble qu'elle supporte et pour permettre un centrage correct de l'équipage dans l'anode.

L'extrémité inférieure de la grille a été spécialement étudiée pour éviter la production de champs locaux intenses. Sur le dessin de l'ensemble, un écran, en forme de cône, est visible sur cette électrode, avec celui qui est fixé en regard sur l'anode, il établit un champ régulier entre la grille et l'anode et empêche la concentration des lignes de force entre les entrées de courant et les bords de l'anode.

Anode. Refroidissement. — L'anode est en cuivre spécial, choisi pour éviter toute trace de porosité et pour faciliter le dégazage.

Son refroidissement est assuré par une chemise à grande vitesse d'eau représentée sur les figures 3 et 4. L'eau de refroidissement se déplace à une grande vitesse (de l'ordre du mètre-seconde) dans un espace annulaire très réduit autour de l'anode, de façon à assurer un refroidissement excessivement énergique malgré la faible conductibilité calorifique de l'eau.

Il ne faut pas perdre de vue que la question du refroidissement, déjà importante pour des lampes de puissance réduite, est une ques-

tion capitale pour celle d'une puissance semblable à celle de la E. 2051 : la dissipation par centimètre carré de l'anode est en effet considérable (plus de 50 watts par centimètre carré pour 100 kilowatts dissipés, c'est-à-dire largement ce qui serait nécessaire pour fondre le cuivre en l'absence de refroidissement) et le moindre défaut de refroidissement d'une lampe de cette nature, peut mener à sa détérioration. Le facteur déterminant des conditions d'emploi est constitué par la vitesse du fluide réfrigérant et non pas seulement par une question de

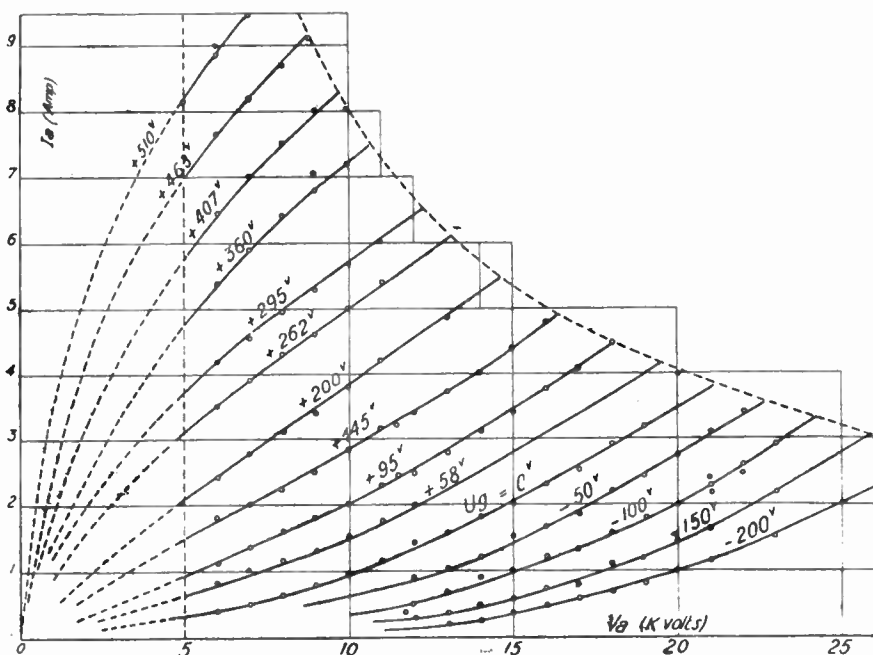


Fig. 6.

débit; cette vitesse doit être obtenue, même pour des régimes de fonctionnement correspondant à des puissances dissipées inférieures aux 80 kilowatts normalement admis; elle est en effet nécessaire pour enlever instantanément les bulles d'air ou les dépôts qui pourraient se former localement.

Avec le système refroidisseur étudié pour la lampe, le débit convenable est de 90 litres-minute. Bien entendu on doit employer une eau très pure.

Caractéristiques de la lampe. — La partie inférieure des caractéris-

tiques, représentée figure 6, donne la polarisation nécessaire aux différents modes de fonctionnement. En principe, elle n'est pas suffisante parce que la prédétermination des résultats (puissance de crête, puissance de porteuse, caractéristiques de modulation) nécessite également la connaissance de la région supérieure.

Nous avons vu en particulier qu'il faut connaître les courbes statiques correspondant aux régions voisines de la tension de déchet V_p , c'est-à-dire les courbes à tension plaque faible, à courant anodique et excitation de grille de valeur importante. De même, pour pouvoir prévoir l'étage de commande, il est avantageux de disposer des courbes de la figure 2 sur lesquelles le point figuratif se déplace suivant la ligne tracée en pointillé; là également la partie plus spécialement intéressante est celle qui correspond aux valeurs élevées du courant. Pour les tubes tels que ceux que nous considérons, les caractéristiques statiques sont très difficiles à relever dans la région intéressée et nécessitent pour leurs mesures toute une installation spéciale.

Une méthode a été mise au point qui permettra de fournir aux constructeurs et aux usagers les courbes complètes¹. Les résultats obtenus sont encore fragmentaires, mais permettent néanmoins de donner quelques indications que nous espérons compléter très rapidement.

Cette méthode est la suivante :

Il ne peut être question de relever point par point les caractéristiques à partir des régions qui correspondent à une dissipation exagérée d'énergie sur les électrodes considérées; par exemple, un point tel que D correspond pour la lampe E. 2051 à une tension plaque de l'ordre de 4.000 volts, à un courant plaque de l'ordre de 60 A, à une tension grille de l'ordre de 2.000 volts, à un courant grille de l'ordre de 6 A. L'anode devrait donc pouvoir dissiper pendant la mesure plus de 240 Kws et le courant de retour dans le filament serait de l'ordre de 70 A. Il ne peut évidemment être question de faire supporter à la lampe un tel régime pendant tout le temps nécessaire au relevé direct des valeurs.

Une méthode de mesure convenable doit être telle que les condi-

¹ Kozanowski et Mouromstef ont publié récemment une méthode tendant au même but : *Proc. Inst. Rad. Eng.*, août 1933, page 1082.

tions normales d'emploi ne soient pas dépassées et il est évident que le procédé le plus simple à envisager est un relevé oscillographique. Le principe de la méthode employée ici est visible à partir du schéma de la figure 7.

L'anode de la lampe est reliée à une source puissante R, capable, dans le cas qui nous occupe, de fournir une puissance de l'ordre de 100 Kws pour des tensions de l'ordre de 3.000 à 4.000 volts et susceptible de fournir un courant de crête de 80 à 90 A. La grille est connectée à un transformateur pouvant donner la tension nécessaire

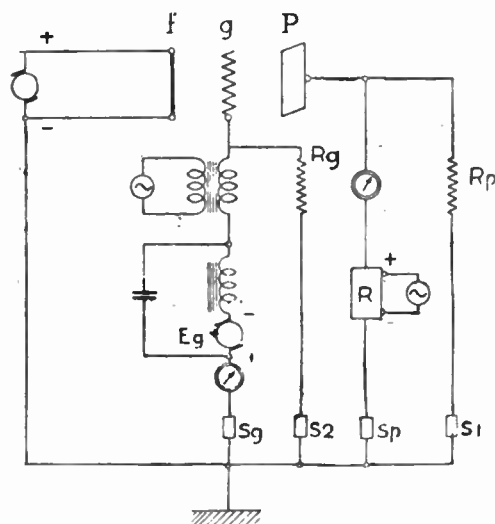


Fig. 7.

avec des amplitudes de courant pouvant dépasser 15 A. La source de polarisation E_g permet d'appliquer à la grille une tension négative suffisamment élevée, par exemple 1.500 volts. On conçoit alors qu'il soit possible, en choisissant convenablement cette polarisation et l'amplitude de la tension de grille, de réaliser, pendant une fraction très courte de la période d'excitation, le régime voulu qui correspond aux points qui nous intéressent.

Si, en effet, une lampe est soumise à la tension anodique V' par l'intermédiaire d'une résistance R et si elle est polarisée à une tension E_o supérieure (en valeur absolue) de E à la tension de blocage, l'angle de débit du courant anodique est donné par

$$\sin \varphi = \frac{E}{E_g} \quad (\text{angle de débit } \pi - 2\varphi)$$

(E_g amplitude totale d'excitation grille). Pour arriver à un courant anodique d'amplitude maxima I, la puissance appliquée est :

$$W_{\text{appl}} = \frac{VI}{2\pi (1 - \sin \varphi)} (2 \cos \varphi - (\pi - 2\varphi) \sin \varphi)$$

la puissance utile étant :

$$W = \frac{RI^2}{2\pi (1 - \sin \varphi)^2} \left[(\pi - 2\varphi) \left(1 - \frac{\cos 2\varphi}{2} \right) - \frac{2}{3} \sin (2\varphi) \right]$$

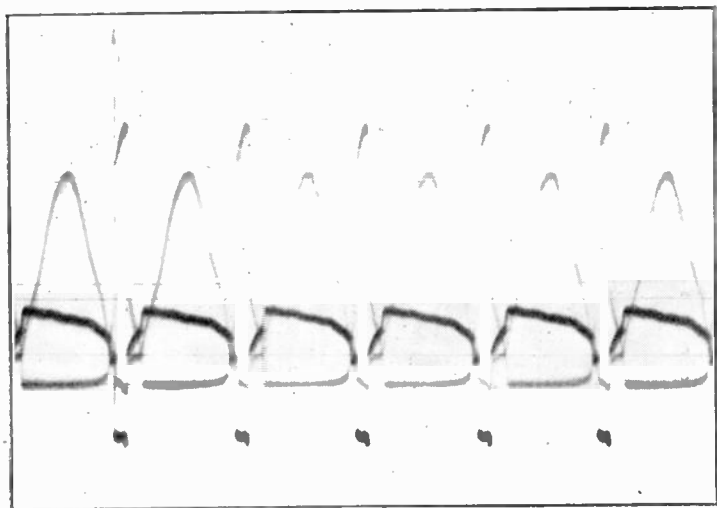


Fig. 8.

$\varphi = 0$ correspond au régime « B »; φ positif au régime « C » avec lequel il faut travailler puisque la fonction de φ qui est un facteur de VI décroît constamment avec φ . Les expressions précédentes permettent de déterminer les conditions de fonctionnement optima pour arriver au courant maximum I sans dépasser une puissance dissipée donnée.

Des shunts S_p , S_g , S_1 , S_2 sont placés sur les retours des courants plaque, grille, et sur les courants de fuite dus aux tensions V_p et V_g dans les résistances non inductives R_p , R_g . Aux bornes de ces shunts sont placés les équipages d'un oscillographe Blondel, ce qui permet

le relevé simultané de 3 courbes. On choisit les combinaisons $V_g - I_p$, $I_g - V_g$, $I_p - V_p$. (La courbe de V_p en fonction du temps étant relevée pour déterminer la chute de tension de la source R au moment où elle débite le courant max. I_p .)

Les fréquences utilisées pour l'excitation sont de 50 ou de 500 périodes par seconde. Cette méthode, de principe très simple, exige néanmoins une mise au point délicate par suite de divers problèmes secondaires (déphasages, etc...).

La figure 8 représente un oscillogramme relevé par cette méthode. Les mesures consistent à prendre pour chaque oscillogramme les valeurs qui correspondent aux maxima des courbes.

A partir des résultats que nous avons déjà obtenus, nous pouvons tirer les renseignements pratiquement importants qui suivent :

Saturation mesurée à 290 ampères.	70 A.
— — — — — 280 —	50 A.
Tension E_m pour la puissance de 130 Kws à 20.000 v. inférieure à.	2.000 v.
Courant grille moyen pour cette puissance	1 A.3.
Courant instantané de grille max. pour une tension de déchet (V_p) voisine de 3.500 v.	7 A.
Puissance de commande nécessaire pour cette puissance inférieure à. . .	6.000 w.

Caractéristiques dynamiques. — Pour obtenir la meilleure qualité de modulation possible il faut chercher à réaliser la proportionnalité entre la puissance utile et le carré de tension d'excitation de grille. Nous avons relevé quelques caractéristiques dynamiques qui permettent d'étudier ce point pour la lampe E. 2051.

Ces courbes ont été tracées de la façon suivante :

On a fait osciller la lampe E. 2051 en amplificatrice de puissance en choisissant la polarisation pour chaque tension continue d'emploi, de façon à annuler à peu près le courant plaque en l'absence d'excitation, c'est-à-dire que l'on s'est placé approximativement dans le régime correspondant à la classe B dont il a été question plus haut. Néanmoins ce régime même n'a pas été choisi exactement parce

qu'on a désiré éliminer la partie la plus courbe du bas des caractéristiques statiques.

Le circuit oscillant est accordé sur l'onde d'un maître oscillateur et l'on mesure, d'une part, la tension haute fréquence aux bornes d'une self couplée très lâche avec le circuit oscillant et, d'autre part, la tension de crête d'excitation.

Pour chaque point, on détermine la puissance utile directement à partir de la puissance dissipée et en la retranchant de la puissance appliquée. La puissance dissipée sur l'anode est déterminée par la comparaison de l'élévation de température de l'eau de refroidissement en régime statique et en régime d'amplification haute fréquence.

Les causes d'erreur de cette méthode sont dues d'une part à ce que l'on mesure ainsi, la puissance extérieure totale (fondamental et harmonique) et, d'autre part, au fait que, dans la puissance dissipée mesurée, entre en partie la puissance H. F. dissipée sur la grille. Ces deux erreurs sont en sens inverse puisque la première conduit à une puissance de fondamental supérieure à la puissance réelle, et la seconde à une puissance dissipée trop grande, donc à une puissance extérieure inférieure à la puissance réelle.

Pour évaluer l'ordre de grandeur, de ces erreurs, nous remarquons que dans le cas de la première (harmoniques), l'amplitude du deuxième harmonique du courant résultant qui traverse la branche du C. O. est, en classe E, de l'ordre de la moitié de celle du fondamental; dans le C. O. utilisé les courants sont donc approximativement dans le rapport $1/50$. L'erreur due à la puissance développée sous forme d'harmoniques est donc négligeable.

La deuxième erreur est plus difficile à évaluer car toute la puissance dissipée sur la grille ne se retrouve pas dans la puissance dissipée mesurée sur l'anode : la grille rayonne en effet par la partie ouverte de l'anode et une partie de l'énergie rayonnée est réfléchiée sur celle-ci. Les données obtenues pendant le pompage de la lampe permettent d'estimer que 60 % de la puissance rayonnée par la grille se retrouvent dans la puissance dissipée par l'anode : dans le cas le plus défavorable (forte excitation de la lampe), la puissance dissipée mesurée est donc trop forte de 3 kilowats; l'erreur sur la puissance utile est donc de l'ordre de 2,5 % en moins, ce qui est de l'ordre des erreurs de mesure.

Les courbes données sont donc correctes à quelques centièmes

$\bar{I}_a$ et W_u fonctions de ε_g pour U_p 16.000^v 18.000^v 20.000^v 21.000^v
 $\lambda = 600^m$ $C_{co} = 1700^m$ $R_a = 6,3^w$

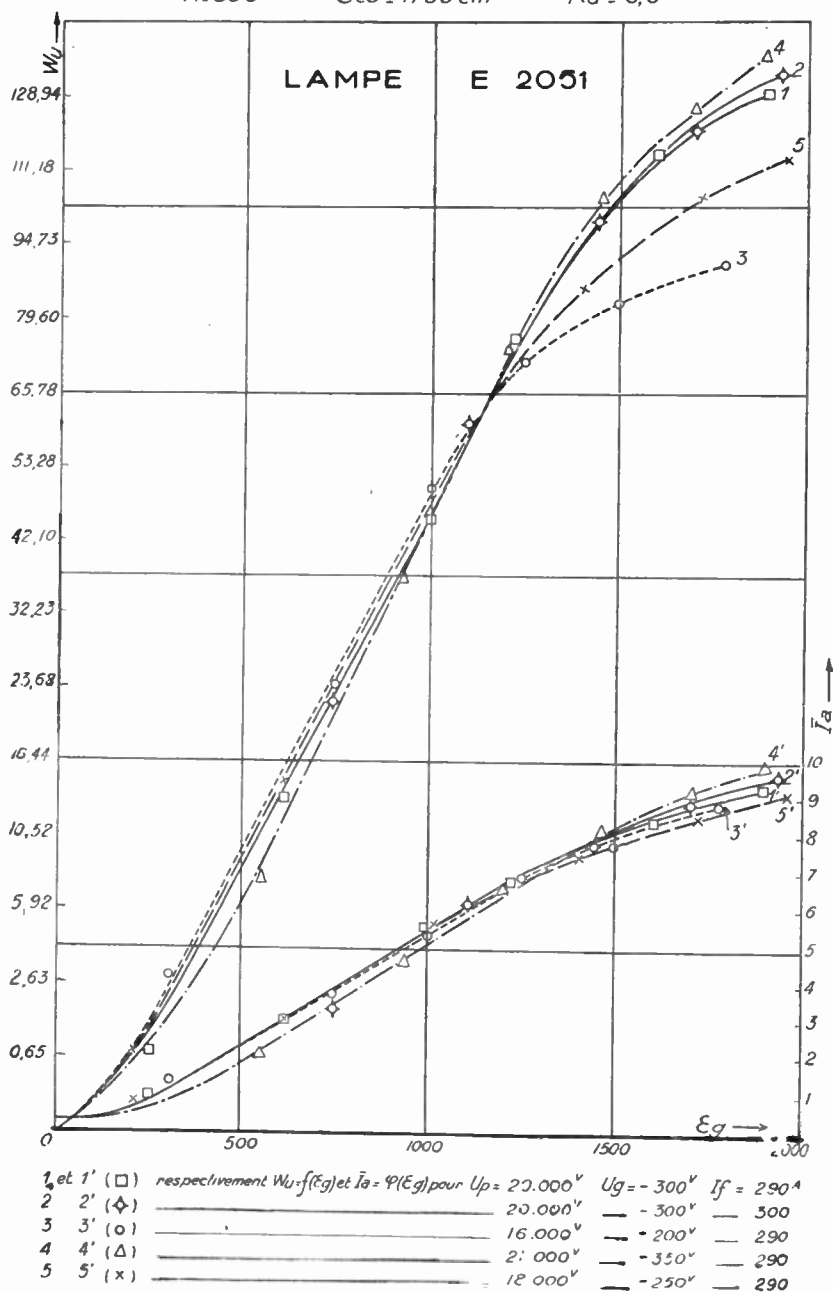
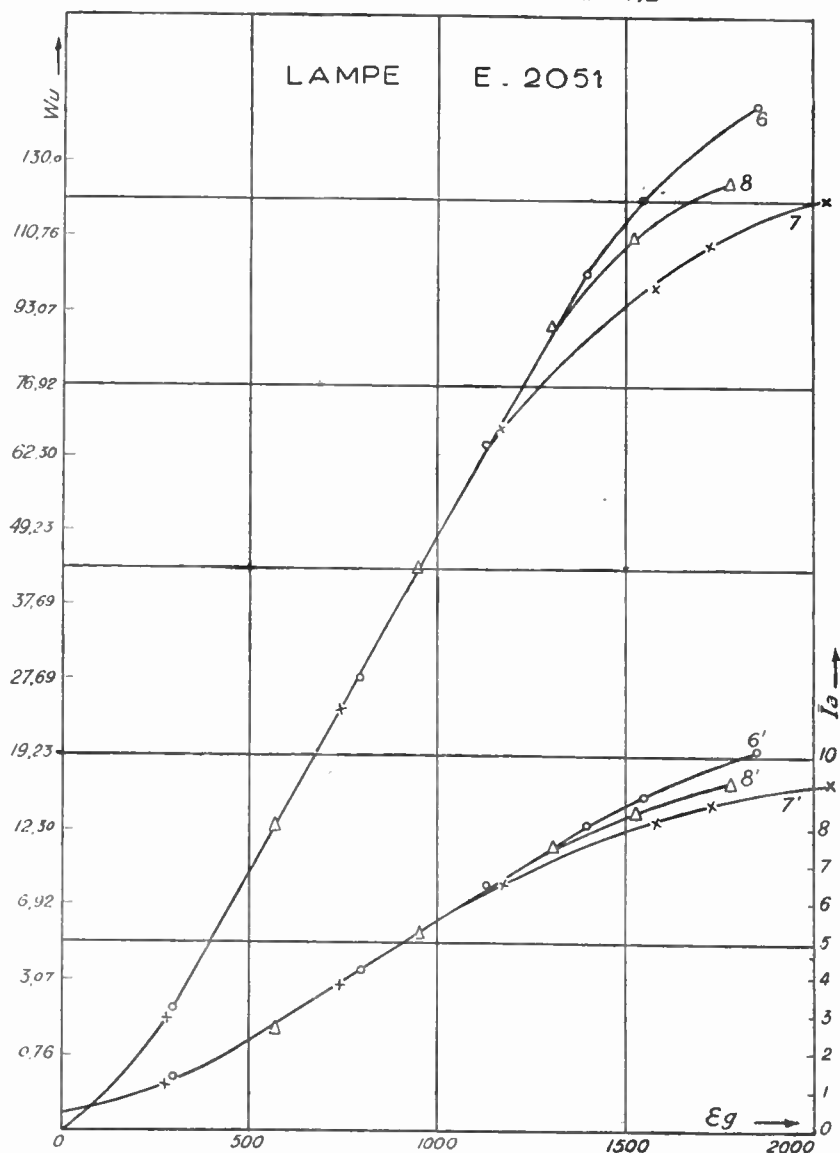


Fig. 9 a.

I_a et W_L fonctions de ε_g pour $U_p = 20.000^v$
 $\lambda = 600^m$ $C_{co} = 1700^{cm}$ $R_a = 7.2^w$

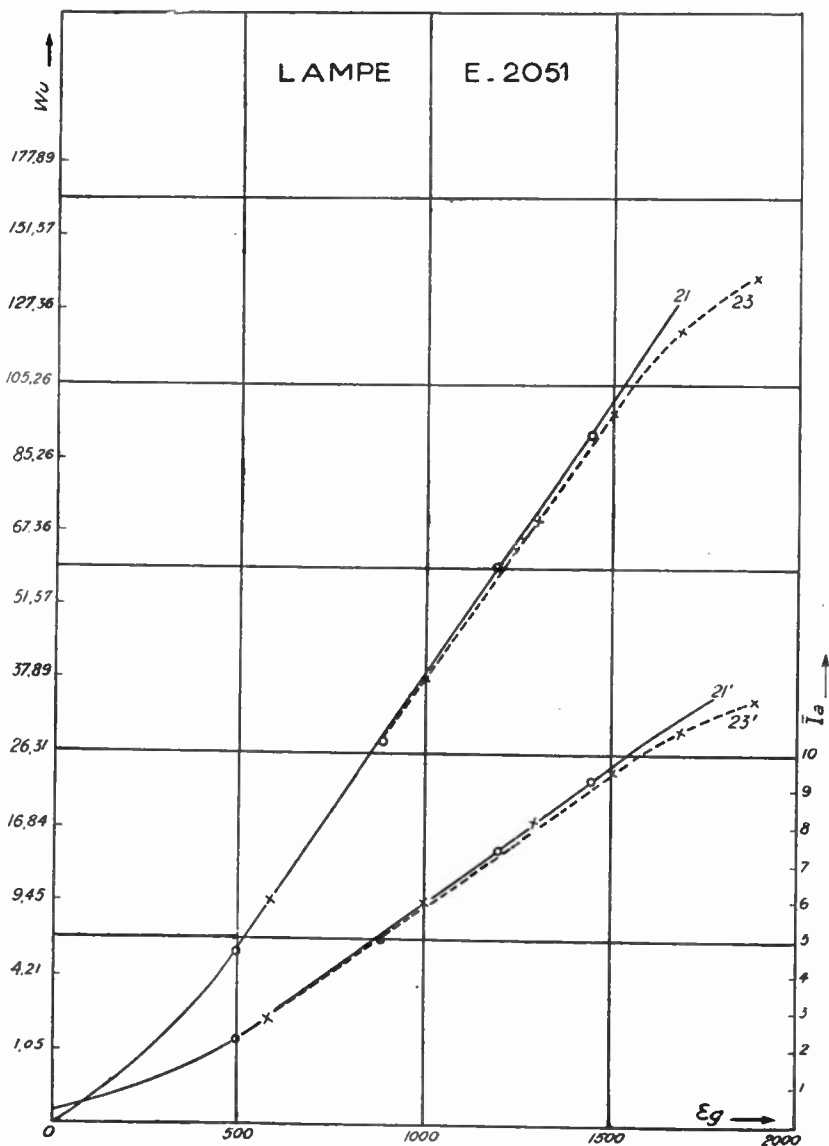


6 et 6' (o) respectivement $W_L = f(\varepsilon_g)$ et $I_a = \varphi(\varepsilon_g)$ pour $U_p = 20.000^v$ $U_g = -300^v$ $I_f = 290^A$
 7 7' (x) ————— 20.000^v — -300^v — 280^A
 8 8' (Δ) ————— 20.000^v — -300^v — 275^A

Fig. 9b.

I_a et W_u fonctions de E_g pour $U_p=20.000^{\circ}$ et 18.000°

$\lambda=600^m$ $C_{co}=1700^{\circ m}$ $Ra=9,9^w$



21 et 21' (○) respectivement $W_u=f(E_g)$ et $I_a=g(E_g)$ pour $U_p=20.000^{\circ}$ $U_g=-300^{\circ}$ $I_f=290^{\circ}$
 23 et 23' (x) ————— 18.000° — -250° — 290°

Fig. 9 c.

$\bar{I}_a$ et Wu Fonctions de $\bar{E}_g$ pour $U_p = 20.000^\circ$ et 21.000°
 $\lambda = 600^m$ $C_{co} = 1700^cm$ $Ra = 9^w$

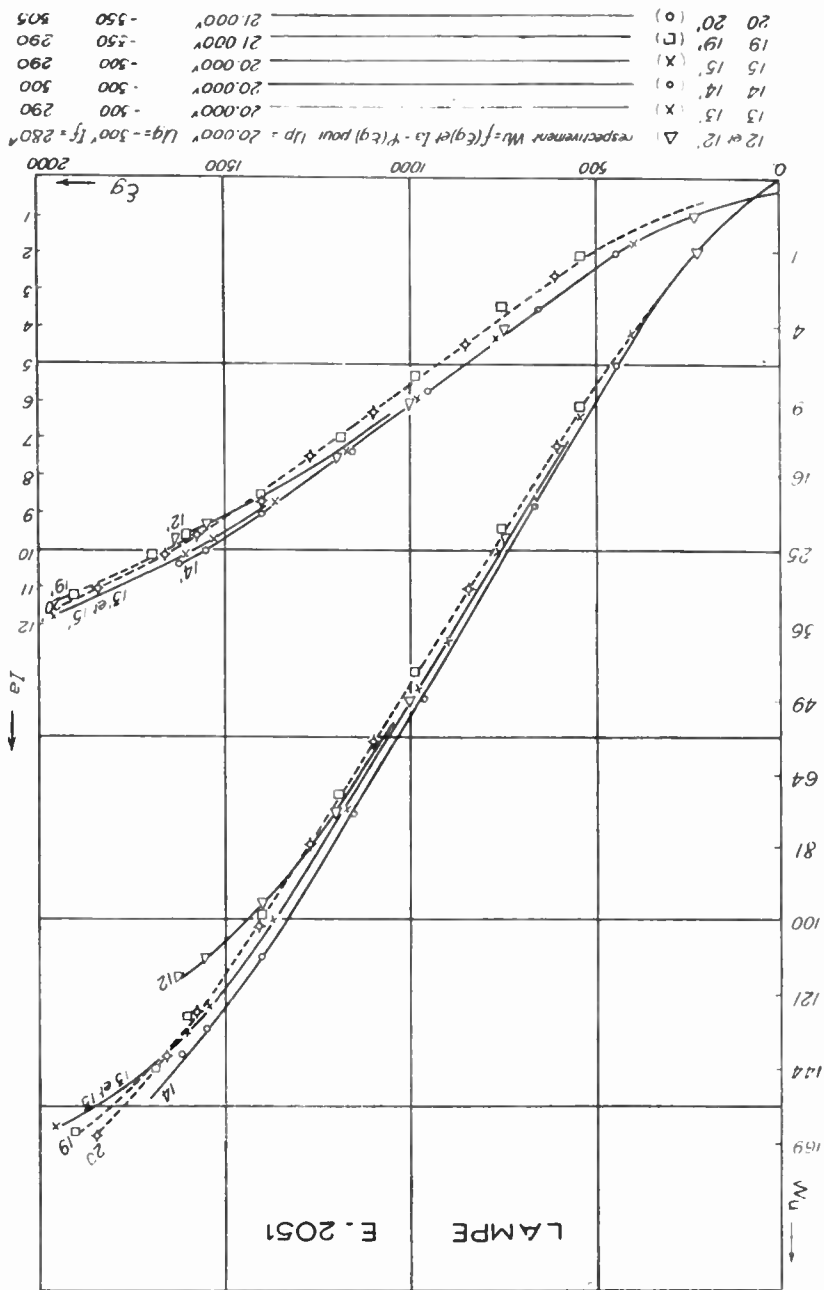
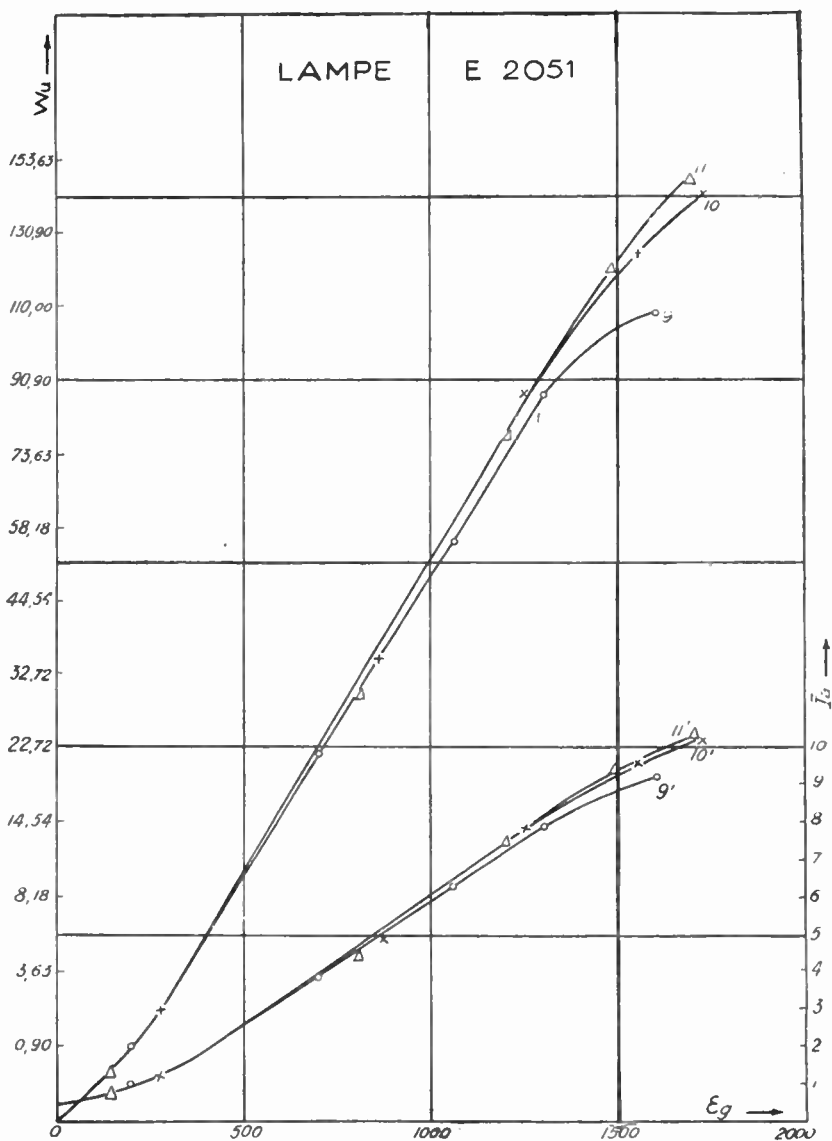


Fig. 9 d.

I_a et W_u fonctions de ε_g pour $U_p = 20.000^\circ$
 $\lambda = 600^m$ $C_{co} = 1700 \text{ cm}$ $Ra = 8,1^w$



9 et 9' respectivement $W_u = f(\varepsilon_g)$ et $I_a = \varphi(\varepsilon_g)$ pour $U_p = 20.000^\circ$ $U_g = -500^\circ$ $I_f = 280^m$
 10 10' x _____ 20.000 _____ - 300 _____ 290
 11 11' Δ _____ 20.000 _____ - 300 _____ 300

Fig. 9 v.

près. Ce point a d'ailleurs été vérifié en mesurant directement une tension H. F. déterminée par le courant du circuit oscillant lui-même. Les résultats concordent avec les précédents.

La forme des caractéristiques dynamiques ainsi définies, dépend à la fois de celle des caractéristiques statiques, de la tension continue d'anode, de la tension d'origine de grille et de la résistance apparente du circuit oscillant pour l'onde utilisée. Plus la résistance ramenée est grande, plus le rendement peut être élevé, mais la puissance utile sans déformation décroît. Lorsque la résistance ramenée décroît, la puissance utile sans déformation croît jusqu'à une certaine limite, imposée également par les conditions de dissipation de la lampe.

Les figures 9 donnent en fonction de la tension d'excitation mesurée avec un voltmètre de crête, d'une part le courant continu d'anode et d'autre part la puissance utile de la lampe E. 2051. Leur examen renseigne immédiatement sur les possibilités de la lampe pour une excitation donnée et sur la qualité de la modulation qu'il sera possible d'obtenir. Pratiquement les valeurs de la résistance ohmique placée dans le circuit oscillant ont été choisies égales à 9 ohms 0, 9 ohms, 8 ohms 1, 7 ohms 2, 6 ohms 3.

Plusieurs valeurs de la tension d'anode ont été employées et dans quelques cas on a fait varier la tension de chauffage légèrement d'une courbe à l'autre, pour montrer l'influence des variations de la saturation.

Nous admettons, à titre d'exemple, comme résultat tout à fait normal, celui qui correspond à l'emploi, pour le circuit utilisé, d'une résistance égale à 9 ohms en courant continu. L'examen de la courbe prise au chauffage normal 290 A, sous la tension normale 20 Kv, montre alors que la puissance utilisable est de 126 Kws et que ce résultat est obtenu pour une excitation de grille dont l'amplitude est 1.560 v.

Les courbes montrent une légère déformation à leur partie inférieure; celle-ci peut être éliminée dans chaque cas, en polarisant un peu moins, c'est-à-dire, en admettant une dissipation anodique un peu plus élevée. Cela est évidemment possible sans dommage pour le tube puisque pour le point indiqué plus haut le rendement est voisin de 65 % et que la puissance dissipée 70 Kws est inférieure à la puissance admissible sur l'anode 80 Kws.

M. PONTE et R. WARNECKE.

NOTE SUR LA PUISSANCE CONSOMMÉE PAR UN REDRESSEMENT A UNE DIODE

par **JEAN MARIQUE**

Ingénieur A. I. Br. et Radio E. S. E.

Maître de Conférences à l'Université de Bruxelles.

SOMMAIRE

Dans cette note on calcule la puissance alternative moyenne consommée par un circuit de redressement (diodé en série avec une résistance shuntée par une capacité infinie) analogue à ceux utilisés dans les récepteurs; on en déduit la valeur de la résistance apparente du circuit de redressement, et l'on étudie la variation de cette résistance en fonction de l'amplitude de la tension alternative à redresser.

On emploie beaucoup actuellement la détection par diode, et les constructeurs de lampes ont créé des lampes spéciales dans ce but. A l'occasion d'un emploi particulier de ce genre de diodes, nous avons été amenés à rechercher l'influence du circuit de

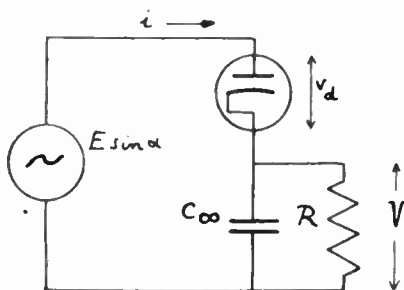


Fig. 1.

redressement sur le circuit qui l'alimente. C'est le résultat de ce calcul que nous nous proposons d'exposer ici.

Nous considérons le cas où la diode débite sur une résistance de charge shuntée par une capacité infinie; dans ces conditions la tension redressée aux bornes de cette résistance est constante

dans le temps, ce qui simplifie les calculs. Nous supposons également que la différence de potentiel appliquée à l'ensemble diode-résistance shuntée est de la forme $E \sin x$ avec $x = \omega t$.

Considérons le schéma de la figure 1, et appelons i le courant instantané, I_m le courant moyen redressé traversant la résistance de charge R , v_d la différence de potentiel instantanée aux bornes de la diode, et V la différence de potentiel continue aux bornes de la résistance R . Nous avons :

$$E \sin x = v_d + V \quad (1)$$

$$i = f(v_d) \quad (2)$$

$$V = RI_m. \quad (3)$$

Le temps de passage du courant i dépend de la caractéristique de la diode (équation 2).

1. Diode à caractéristique linéaire. — L'étude complète de ces équations a été faite de nombreuses fois¹ dans le cas où la diode a une caractéristique linéaire, c'est-à-dire quand on peut remplacer (2) par :

$$i = \frac{v_d}{\rho} \quad (4)$$

pendant le passage du courant.

Rappelons sommairement les résultats qui sont utiles pour la suite de la discussion. Le courant i ne passe que quand $v_d > 0$; cette condition est satisfaite entre les angle x_1 et $\pi - x_1$ défini par

$$\sin x_1 = \frac{E}{V}$$

tirée de (1) en y faisant $v_d = 0$.

On a :

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_{x_1}^{\pi - x_1} i \cdot dx = \frac{1}{2\pi} \frac{E}{\rho} \cdot 2 \cos x_1 - \frac{V}{\rho} \cdot \frac{\pi - 2x_1}{2\pi}.$$

On tire de ces équations, l'équation implicite

$$\frac{\rho}{R} + \frac{\pi - 2x_1}{2\pi} = \frac{1}{\pi \operatorname{tg} x_1} \quad (5)$$

qui permet de calculer x_1 en fonction de $\frac{\rho}{R}$. Une résolution graphique

1. Notamment par Rocard, O. E., janvier 1932.

simple donne des résultats approximatifs dont on déduit les deux premières colonnes du tableau I.

TABEAU I

$\frac{R}{\rho}$	$\frac{V}{E}$	Rapp $\frac{R}{R}$
1	0,211	2,75
2	0,337	1,7
5	0,519	1,04
10	0,643	0,82
20	0,751	0,7
100	0,903	0,44
1000	0,984	0,325
∞	1	0

Ce tableau montre que la tension redressée est d'autant plus voisine de l'amplitude de la f. é. m. appliquée que $\frac{R}{\rho}$ est plus grand.

Le courant efficace traversant le circuit a pour valeur

$$I_{\text{eff}}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} i^2 \cdot dx$$

$$= \frac{E^2}{2\pi \rho^2} \left[\frac{\pi - 2\alpha_1}{2} (2 - \cos 2\alpha_1) - \frac{3}{2} \sin 2\alpha_1 \right]$$

et le courant moyen redressé vaut

$$I_m = \frac{E}{2\pi \rho} \left[2 \cos \alpha_1 - (\pi - 2\alpha_1) \sin \alpha_1 \right].$$

La puissance moyenne prise à la source alternative est donnée par

$$W = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} i \cdot E \sin x \cdot dx$$

$$= \frac{E^2}{4\pi \rho} \left[(\pi - 2\alpha_1) - \sin 2\alpha_1 \right]. \quad (6)$$

Le courant redressé comprend une composante continue, et des composantes alternatives en relation harmonique. La composante à fréquence fondamentale vaut

$$I_1 = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} i \cdot \sin x \cdot dx.$$

et l'on voit que l'on peut écrire

$$W = \frac{E \cdot I_t}{2}.$$

Si nous appelons R_{app} le rapport $\frac{E}{I_t}$ nous pouvons écrire

$$W = \frac{E^2}{2 R_{app}} = R_{app} \cdot \frac{I_t^2}{2} \quad (7)$$

et il vient :

$$R_{app} = \frac{\pi - 2z_t}{2\pi} \frac{\rho}{\sin 2z_t} \quad (8)$$

C'est une résistance qui, mise à la place de l'ensemble diode-résistance shuntée, consommerait la même puissance moyenne. L'équation (8) montre que cette *résistance apparente* ne dépend que de ρ , résistance de la diode, et de z_t .

Comme z_t ne dépend que de R et de ρ (équation 5), la résistance apparente est indépendante de l'amplitude de la tension alternative E .

La troisième colonne du tableau I donne les valeurs du rapport $\frac{R_{app}}{R}$ en fonction de $\frac{R}{\rho}$; on voit que la résistance apparente devient une fraction de plus en plus petite de la résistance de charge au fur et à mesure que celle-ci devient plus grande par rapport à la résistance de la diode.

Remarque. — On pourrait être tenté de dire que la puissance consommée est égale au produit $R_{app} \cdot I_{eff}^2$. Il est facile de se rendre compte cependant que I_{eff}^2 n'est pas égal à $\frac{I_t^2}{2}$. Toutefois la puissance perdue dans la diode est bien égale à $\rho \cdot I_{eff}^2$.

2. Diode à caractéristique obéissant à la loi de la puissance 3/2. —

Des diodes modernes employées en réception ont une caractéristique qui se rapproche beaucoup de la loi de la puissance 3/2, au moins pour des tensions supérieures à deux ou trois volts. Dans ces conditions, les raisonnements simples qui précèdent sont insuffisants. Faisons encore l'hypothèse que le courant ne commence à passer qu'à partir d'un angle z_t tel que

$$\sin \alpha_1 = \frac{V}{E} \quad (9)$$

L'équation (2) doit être remplacée par

$$i = K \cdot v_d^{3/2} \quad (10)$$

Il vient donc

$$i = K (E \sin \alpha - V)^{3/2} = KE^{3/2} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} \quad (11)$$

$$I_m = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} i \cdot d\alpha = \frac{KE^{3/2}}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} d\alpha \quad (12)$$

$$V = RI_m \quad (13)$$

Les équations (12) et 13 (donnent)

$$V = \frac{KRE^{3/2}}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} d\alpha$$

d'où, en faisant apparaître le rapport $\frac{V}{E}$

$$\frac{\int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} d\alpha}{\frac{V}{E}} = \frac{2\pi}{KR\sqrt{E}} \quad (14)$$

relation qui permet de calculer $\frac{V}{E}$ quand on connaît R, K et E.

On voit tout de suite que $\frac{V}{E}$ dépend de l'amplitude de la tension alternative E. Les résultats des calculs sont consignés au tableau II.

La puissance débitée par la source est donnée par

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} i \cdot E \sin \alpha \cdot d\alpha \\ &= \frac{KE^{5/2}}{2\pi} \int_{\alpha_1}^{\pi - \alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} \sin \alpha \cdot d\alpha \end{aligned} \quad (15)$$

et la valeur de l'intégrale figure à la 4^e colonne du tableau II.

On peut encore assimiler l'ensemble diode-résistance shuntée à

une résistance qui consommerait la même puissance moyenne. Cette *résistance apparente* est définie par

$$W = \frac{E^2}{2 R_{app}}$$

TABLEAU II

α_1	$\frac{V}{E}$	$\int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} d\alpha$	$\int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} \sin \alpha \cdot d\alpha$	$\frac{2R_{app}}{R}$
90°	1	0	0	1
80°	0,9848	0,366.10 ⁻³	0,366.10 ⁻³	1,016
70°	0,939	0,00625	0,00625	1,065
60°	0,866	0,0302	0,02985	1,168
50°	0,766	0,092	0,0888	1,352
40°	0,64	0,220	0,207	1,66
20°	0,342	0,742	0,657	3,30
0°	0	1,743	1,438	∞

L'équation (15) donne

$$R_{app} = \frac{\pi}{K \sqrt{E}} \cdot \frac{1}{\int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} \sin \alpha \cdot d\alpha}$$

Mais l'équation (14) permet d'éliminer $K \sqrt{E}$. Il vient

$$R_{app} = \frac{R}{2} \cdot \frac{\int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} d\alpha}{\frac{V}{E} \int_{\alpha_1}^{\pi-\alpha_1} \left(\sin \alpha - \frac{V}{E} \right)^{3/2} \sin \alpha \cdot d\alpha} \quad (16)$$

Les valeurs du rapport $\frac{2 R_{app}}{R}$ figurent à la dernière colonne du tableau II. L'examen des deuxième, troisième et cinquième colonnes de ce tableau montre que quand E augmente, $\frac{V}{E}$ augmente et la résistance apparente diminue. Sa valeur limite pour de grandes amplitudes est égale à la *moitié de la résistance de charge*.

Vérification expérimentale. — Pour vérifier expérimentalement cette loi, on procède comme suit : aux bornes d'un circuit oscillant on connecte la diode et son circuit de charge (fig. 2) ainsi qu'un voltmètre à lampe. Un calcul simple montre qu'entre les constantes

$LCR\omega$ du circuit, la résistance apparente R_{app} , la force électromotrice induite $\mathcal{E}$, et la différence de potentiel E aux bornes du circuit existe la relation

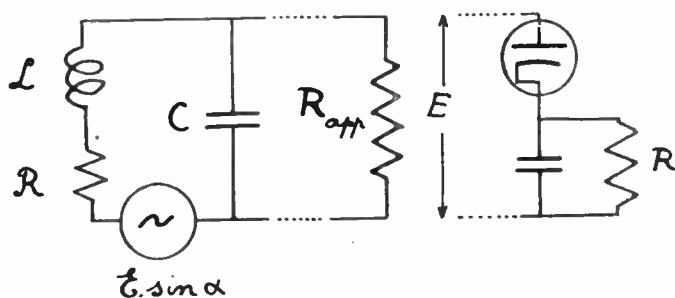


Fig. 2.

$$\mathcal{E} = E \sqrt{\left(1 - L^2 C \omega^2 + \frac{R}{R_{app}}\right)^2 + \left(R C \omega + \frac{L \omega}{R_{app}}\right)^2}$$

A la résonance, on a

$$\mathcal{E} = E \left(R C \omega + \frac{L \omega}{R_{app}}\right)$$

d'où on tire

$$R_{app} = \frac{L \omega}{\frac{\mathcal{E}}{E} - R C \omega}$$

$LCR\omega$ sont connues; il suffit de mesurer E pour différentes valeurs de $\mathcal{E}$ pour pouvoir calculer R_{app} . Pour être certain que l'effet du circuit de redressement est prépondérant, on choisit une résistance de charge suffisamment faible. La figure 3 donne le résultat des mesures faites avec une des diodes d'une lampe Marconi MHD4 (double diode-triode), la résistance de charge étant 47.000 ohms, et la résistance du circuit oscillant étant de 16 ohms à la fréquence utilisée de 200 kc/s ($\lambda = 1.500$ m.).

3. Très petites amplitudes. — Quand E est très petite, les équations précédentes ne sont plus valables; en effet, la caractéristique de la diode ne passe pas par l'origine des coordonnées; pour $v_d = -1$ volt, le courant atteint encore plusieurs microampères. En l'absence de tension alternative, le point de fonctionnement est déterminé par l'intersection de la caractéristique de la diode avec

la droite $v = R \cdot i$, et aussi longtemps que l'amplitude de la tension alternative est suffisamment petite, le courant ne s'annule jamais pendant une période; le redressement se fait par détection par la courbure de la caractéristique. On peut reprendre l'étude classique

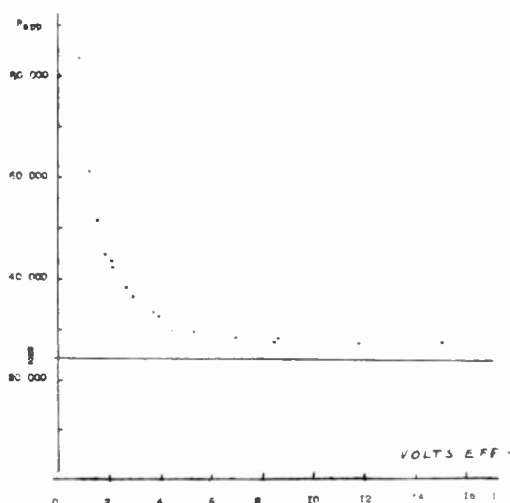


Fig. 3.

de cette détection. Soit I_0 le courant initial correspondant à

$$I_0 = f(V_0).$$

Une petite augmentation v du potentiel donne un accroissement de courant

$$i = f(V_0 + v) - f(V_0).$$

Pour de très petites variations, on peut développer en série de Taylor, et, en négligeant les termes de rang élevé, il vient

$$i = v \cdot f'(V_0) + \frac{v^2}{2} f''(V_0).$$

Si la tension v varie sinusoïdalement

$$v = E \sin x$$

$$\begin{aligned} W &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i \cdot v \cdot dx \\ &= \frac{E^2}{2\pi} f'(V_0) \int_0^{2\pi} \sin^2 x dx + \frac{E^3}{4\pi} f''(V_0) \int_0^{2\pi} \sin^3 x dx. \end{aligned}$$

La seconde intégrale est nulle, la première vaut π .

Il vient donc :
$$W = \frac{1}{2} E^2 f''(V_o)$$

et si nous posons encore

$$W = \frac{E^2}{2 R_{app}}$$

il vient

$$R_{app} = \frac{1}{f''(V_o)} = r_{v_o}$$

c'est-à-dire que la résistance apparente est égale à la résistance interne de la diode au point initial de fonctionnement. La résistance de charge R n'intervient plus directement, sauf pour fixer le point initial; avec la diode utilisée, et une résistance de charge de 47.000 ohms, la résistance interne au point initial est d'environ 8.500 ohms; cette valeur est extrêmement faible; elle serait évidemment plus forte avec une résistance de charge plus élevée. Le matériel dont nous disposons ne nous permet malheureusement pas de faire des mesures précises aux très faibles tensions alternatives; les valeurs expérimentales obtenues sont cependant bien de cet ordre de grandeur.

4. Conclusion. — La résistance apparente d'un ensemble diode-résistance shuntée varie dans de grandes limites avec l'amplitude de la tension alternative pour les diodes utilisées en réception qui suivent, au moins dans un large domaine de tension la loi de la puissance $3/2$.

Pour les très petites amplitudes, la résistance apparente est égale à la résistance interne de la diode au point initial.

Pour les amplitudes plus grandes (par exemple supérieures à 1 volt) la résistance apparente prend une valeur très grande qui décroît en tendant vers la moitié de la résistance de charge quand l'amplitude augmente.

Enfin, pour des amplitudes telles que la caractéristique de la diode puisse être assimilée à une droite, le rapport entre la résistance apparente et la résistance de charge dépend de la résistance de la diode, et peut être supérieur ou inférieur à $1/2$ comme le montre le tableau I.

Jean MARIQUE.

L'EXPOSITION DE T. S. F. DE PARIS 1934

L'Onde Électrique a déjà publié, en leur temps, deux comptes rendus des Expositions le T. S. F. de 1930 et 1932.

Continuant cette tradition, nous donnons ici quelques observations recueillies par nos collaborateurs à l'Exposition de 1934.

Notre compte rendu, moins rapide que ceux publiés ailleurs, en sera peut-être plus sûr; composé à loisir, après réflexion, d'après tous les documents possibles; étayé sur des chiffres et des statistiques, il permettra d'intéressantes comparaisons avec les années précédentes.

La première partie, consacrée aux récepteurs, paraît ci-dessous; l'étude des lampes sera faite dans un article ultérieur.

Généralités. — Le salon de la T.S.F., tenu du 6 au 16 septembre 1934 au Grand-Palais, comptait deux cent dix-neuf exposants, dont vingt-quatre étrangers. Il a attiré un public considérable.

La première impression du visiteur était sans doute que cette Exposition concernait uniquement la Radio-diffusion *auditive*: nous voulons dire, d'une part, que le matériel pour radiocommunications commerciales y était pratiquement inexistant; et d'autre part, que la télévision a entièrement disparu. On avait voulu la lancer trop tôt et à grand bruit; elle reviendra sans doute après avoir fait une cure de silence et de mise au point.

Les caractéristiques générales des quelque 300 récepteurs présentés, étaient les suivantes :

On observe d'abord que l'alimentation secteur est maintenant universelle : 99 % (contre 42 % en 1930 et 91 en 1932). Nous avons déjà exprimé le regret que les constructeurs français se désintéressent presque totalement du récepteur à batteries : les infortunés auditeurs privés de distribution électrique devront

aller chercher outre-Manche ce qu'il leur faut : il existe en effet d'excellents postes britanniques sur piles et accumulateurs.

Le type normal de poste est un coffret de dimensions raisonnables, avec haut-parleur inclus. Les « valises » et les « miniatures » sont plutôt en diminution (10 % à peine) et c'est heureux, car on y sacrifiait trop souvent la qualité à l'encombrement.

Le poste pour auto, très répandu en Amérique, est encore rarissime chez nous (1 %). Pourquoi ?

La « commande unique », qui débutait (11 %) en 1930, s'affirmait (70 %) en 1932, est maintenant un fait acquis partout : 100 %. Le plus grand effort des constructeurs a sans doute consisté à la rendre simple, commode et pratique, même pour le profane : ce ne sont que cadrans lumineux et coloriés, richement encadrés, les uns ronds, les autres carrés, rectangulaires, polygonaux, cylindriques, etc.¹. Dans cette présentation se pose un grave problème intéressant au premier chef l'avenir de la T.S.F. française : le mouvement de l'aiguille sur le cadran doit-il être un mouvement de *rotation* ou un mouvement de *translation* ? Il nous semble que la translation, après un succès éphémère, est en train de passer de mode. Mais les deux écoles s'opposent encore et nous ne saurions prendre parti.

A signaler enfin que le cadre (7 % en 1932) a complètement disparu au profit de l'antenne, et que l'adaptation des récepteurs à la gamme des ondes courtes gagne du terrain (25 % contre 5 % en 1932).

Les progrès techniques. — Du point de vue technique, la « nouveauté » de l'année est plutôt l'absence de toute nouveauté : les montages tendent à se stabiliser vers un type classique uniforme, qui est le *changeur de fréquence à 4 ou 5 lampes*.

La lutte entre le superhétérodyne et l'amplification directe, qui s'était poursuivie avec des chances diverses depuis plusieurs années (fig. 1), semble se terminer — provisoirement du moins — par le triomphe du premier. Fait significatif : deux importants

1. Signalons une curieuse « télécommande » : au récepteur est joint une carte avec l'emplacement des stations émettrices. En enfonceant une fiche à la station désirée, on met en marche un petit moteur qui accorde automatiquement le récepteur sur cette station....

constructeurs, champions exclusifs jusqu'ici de l'amplification directe, qu'ils avaient poussée à une réelle perfection avec la « super-inductance », présentent en outre cette année des superhétérodynes de prix inférieurs. L'expérience est curieuse à suivre : ou bien l'amplification directe disparaîtra tout à fait; ou bien, malgré son prix supérieur, elle conservera des partisans; ce sera donc la preuve qu'elle correspond à une qualité supérieure, et elle conviendra au poste de luxe, tandis que le poste bon marché

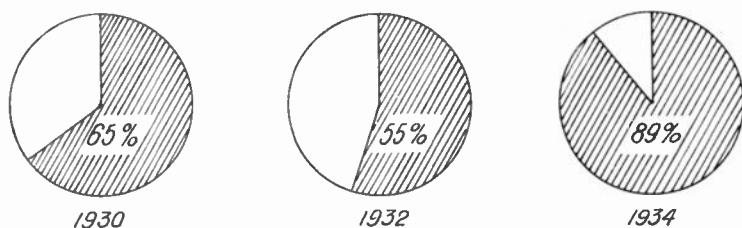


Fig. 1. — Proportion des superhétérodynes.

sera superhétérodyne : c'est exactement le contraire de ce qui se passait il y a quelques années.

Il est d'ailleurs possible que le combat reprenne, et que la seconde « manche » marque un revirement. L'amplification directe n'a peut-être pas dit son dernier mot; et les bobinages à noyau de fer, dont nous parlerons plus loin, lui redonneront peut-être un avantage dans l'avenir.

Le succès actuel du superhétérodyne tient certainement à plusieurs causes : tout d'abord, l'emploi de lampes multiples (heptodes, 35 %; octodes, 30 %) dont le rendement est excellent, la « pente de conversion » approchant du milliampère par volt, et qui réduisent au minimum la distorsion et les harmoniques; ensuite, la possibilité d'obtenir des sélections très poussées avec des bobinages de qualité médiocre et deux ou trois accords seulement (d'où prix de revient faible); enfin, la possibilité de couvrir commodément la gamme des ondes courtes.

Les récepteurs présentés se partagent à peu près également *avec* ou *sans* étage accordé en haute fréquence précédant la première détection. En moyenne fréquence, il n'y a le plus souvent qu'un seul étage (75 %). Ces lampes amplificatrices sont presque toujours à grille-écran et pente variable.

La détection se fait souvent (58 %) par lampe binode, exceptionnellement (2 %) par Westector. Elle est en général suivie d'un seul étage basse fréquence, pour lequel la triode et la pentode sont encore en concurrence.

Le nombre de lampes le plus fréquent est alors 4 ou 5 (fig. 2), et, par contrecoup, le poste à trois lampes, populaire en 1932, se

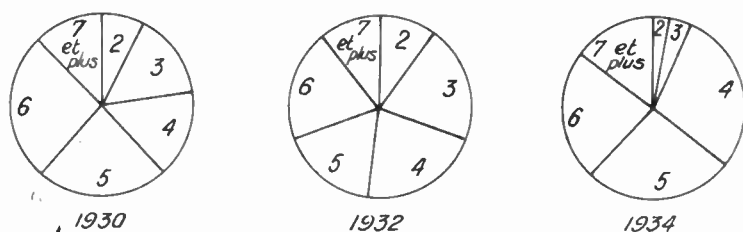


Fig. 2. — Nombre de lampes (valves non comprises) dans les récepteurs.

raréfie. Quelques postes de luxe conservent 6, 7... et jusqu'à 12 lampes, sans que l'on sache bien toujours exactement pourquoi.

Le régulateur automatique antifading se généralise beaucoup (70 % contre 6 % en 1932). Par contre le « réglage silencieux » (30 %) est rarement automatique; on préfère souvent une manœuvre simple qui coupe le haut-parleur et permet le réglage d'accord au moyen d'un indicateur visuel (tube à néon aux bornes d'un circuit h. f., ou milliampèremètre dans le circuit de la lampe détectrice); cette petite innovation nous paraît excellente.

Enfin signalons que l'emploi simultané de plusieurs haut-parleurs de registres différents, spécialisés l'un pour les fréquences graves et l'autre pour les aiguës, — déjà signalé en 1932, — demeure exceptionnel (2 %). C'est peut-être dommage, car cette solution est avantageuse, et l'on a présenté un haut-parleur électrostatique s'adaptant très simplement aux postes pour améliorer le rendement aux fréquences élevées. Mais accorde-t-on à la qualité l'attention qu'elle mérite? « Parlons-en toujours, n'y pensons jamais » semble être son lot.

Le fer en haute fréquence. — Voici sans doute la nouveauté la plus intéressante du Salon; elle n'est pas encore en service (2 % seulement), mais elle est riche de promesses pour l'avenir.

On sait que l'amplification et la sélection des étages accordés, sont proportionnelles au *coefficient de surtension* $s = L\omega/R$ des circuits utilisés.

Il y a donc grand intérêt à augmenter le coefficient, ce qui peut se faire par le choix du fil et des isolants, la forme et la dimension

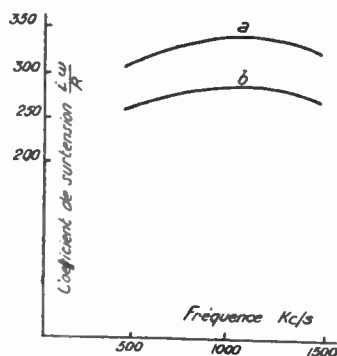


Fig. 3. — Coefficient de surtension des bobines montées sur noyau « Sirufer » : a) sans blindage; b) avec blindage. — Valeur de la self-induction $L = 0,2$ mH.

de la bobine. Malheureusement, cela conduit à augmenter très vite l'encombrement et le prix, surtout pour les bobines blindées. Les bobinages courants dans les récepteurs de radio-diffusion ont des coefficients s de l'ordre de 50, rarement 100. Les « super-inductances » atteignent 130 et 150, c'est seulement dans des appareils de professionnels ou de laboratoire que l'on obtient 200, 300, parfois 500.

Ceci pour des bobines sans fer. On a fréquemment tenté d'améliorer le résultat en employant un noyau de fer¹ : la self-induction est ainsi très augmentée, mais les pertes en haute fréquence dans les fers ordinaires sont si grandes, que la résistance croît encore beaucoup plus vite, et le coefficient s diminue.

C'est seulement ces dernières années que l'on a réussi à généraliser en haute fréquence la méthode de fabrication des « bobines

1. On a de plus la grande commodité pratique de pouvoir faire varier d'une façon continue, et par conséquent ajuster, avec soin, la self-induction de la bobine, par variation de l'entrefer.

Pupin » utilisées sur les circuits téléphoniques : noyaux fermés, en poudre de fer très fine agglomérée et comprimée dans un isolant convenable. La qualité du fer et celle de l'isolant, les procédés de fabrication, sont essentiels ; mais on a fini par obtenir un bénéfice énorme : des bobines de quelques centimètres cubes arrivent à des coefficients s de 300 à 400 (fig. 3).

De tels noyaux sont présentés, sous des formes légèrement différentes, par diverses maisons (« Ferrocart », « Sirufer », « Ferrolyte »). Ils ne sont guère utilisables dans les récepteurs actuels, où leurs avantages seraient masqués par d'autres sources de pertes : mais en prenant un certain nombre de précautions, les constructeurs arriveront sans doute à en tirer grand avantage pour leurs modèles futurs.

La question des parasites. — La lutte contre les « parasites artificiels » provoqués par les moteurs, interrupteurs, contacts variables, etc., est à l'ordre du jour depuis plusieurs années déjà.

En 1933 notamment, on avait vu au Salon de la T. S. F. diverses démonstrations sur l'efficacité des dispositifs antiparasites présentés par plusieurs maisons.

Cette année, la législation a fait un grand progrès, en définissant d'une manière précise le « niveau » tolérable des parasites, et la manière de le mesurer. Aussi avons-nous vu présenter, notamment par l'Administration des P. T. T., les appareils nécessaires à cette mesure.

Souhaitons que ces appareils soient promptement mis en service un peu partout, ce qui sera le premier pas dans la lutte contre les parasites ; souhaitons aussi que ce premier pas soit suivi des autres requis pour obtenir le résultat cherché.

La technique et la publicité. — Nous ne pouvons nous empêcher de terminer cette revue par quelques commentaires sur le style et le

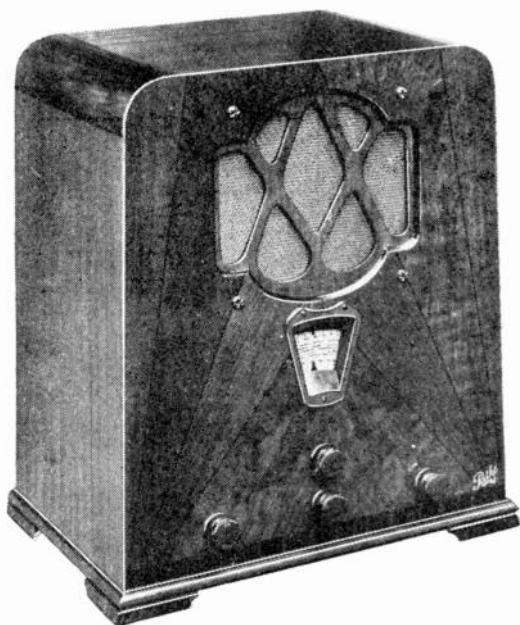


Radiola 502-A-Super-Octode.

vocabulaire des catalogues et prospectus « techniques » libéralement distribués au Salon.

Qu'ils emploient, peut-être à tort et à travers les termes techniques; qu'ils soient un peu vagues quant aux performances, un peu excessifs quant aux promesses et aux louanges, c'est sans doute excusable, mais cependant fâcheux. Certaines exagérations produisent un effet pénible. Nous avons regretté de voir une maison sérieuse prétendre « attirer la sympathie » en inscrivant parmi ses « cadres techniques » une vingtaine de savants notoires qui auraient été bien étonnés de cette incorporation : Le Chatelier, Curie, Perrin, le Général Ferrié, etc. Nous devons à la mémoire du Général Ferrié, de dire que, s'il a entretenu des relations amicales avec la plupart des constructeurs, et « fréquenté leurs laboratoires » à titre de visiteur, aucun d'entre eux ne peut plus particulièrement se réclamer de lui, pour les postes exposés au Salon.

Une autre remarque nous a fait sourire : c'est l'influence de l'automobile sur la présentation des récepteurs de T. S. F. Les cadrans de réglage s'efforcent de ressembler à des tableaux de bord; on trouve dans le vocabulaire des châssis « tout-acier » comme ceux des automobiles C...; d'autres châssis « surbaissés », des condensateurs « en ligne » comme des cylindres, des récepteurs « à grande réserve de puissance ». Nous attendons avec curiosité, pour l'année prochaine, le récepteur de T. S. F. « aérodynamique » ou « traction avant »...



Pathe 65.

UN GROUPE DE VISITEURS.

QUELQUES NOTES SUR DES EXPOSITIONS ÉTRANGÈRES DE T. S. F.

Il nous a paru intéressant de faire paraître à la suite du compte rendu de l'Exposition de T. S. F. de Paris quelques brèves notes extraites de revues techniques et relatives à des expositions étrangères.

1° **L'exposition de T. S. F. de Berlin** (d'après les articles parus dans *Funk*, n° du 29 août 1934 et suivants).

L'exposition de T. S. F. est, à Berlin, un spectacle « extrêmement populaire » et que l'on s'efforce de rendre très attractif. Cette année, la salle d'honneur était une « Salle du Travail » où se déroulaient sous les yeux du public les diverses opérations de fabrication du célèbre récepteur « populaire » à deux lampes, qui va parvenir à son 900.000^e exemplaire. Il y avait notamment une presse de 300 tonnes, les chaînes de montage et d'essais du châssis, etc.

Les constructeurs présentaient un grand nombre d'autres modèles de dispositions très variées; par une heureuse innovation, la sensibilité et la sélectivité de chacun étaient affichées, ce qui rendait plus facile la comparaison et le choix. On trouvait par exemple des appareils à deux ou trois lampes, sensibilité 200 à 300 microvolts, grâce à une disposition de montage reflex (une lampe pentode travaillant d'abord en haute fréquence, puis en basse fréquence après détection par une duo-diode). D'autres postes à trois lampes étaient à changement de fréquence : une lampe multiple changeuse de fréquence, une amplificatrice m. f., une détectrice-amplificatrice b. f.; ou bien avec montage reflex. Également des changeurs de fréquence à 4 lampes. Dans ces divers modèles la sensibilité atteignait une vingtaine de microvolts. Avec 5 ou 6 lampes, postes de luxe, sensi-

bilité 5 à 10 microvolts, sélectivité 1/1.000 à 1/2.000 sur le brouilleur voisin.

Certains récepteurs pour batteries arrivent à de très bons résultats avec des consommations de 0,3 amp. au chauffage et 4 à 6 milliampères à la plaque.

On trouve des régulateurs antifadings, divers artifices sélectifs, des limiteurs antiparasites, écrans et filtres sur l'alimentation. A noter aussi un développement considérable des nouveaux matériaux isolants à faibles pertes (trolitul, amenit, ultracalan, kerafar, condensal...) et magnétiques à grand rendement (ferrocart, sirufer et bien d'autres).

Des récepteurs de télévision sont présentés par cinq maisons, on y trouve de grands progrès sur les tubes de Braun, les systèmes optiques, etc. On étudie également avec ardeur le système qui consiste à impressionner un film, à transmettre électriquement ses images pour impressionner à distance un autre film, à développer et projeter celui-ci, le tout en un temps de *trois* minutes.

2^e L'exposition de T. S. F. de Londres (d'après les articles parus dans le *Wireless World* des 10, 17, 24 et 31 août 1934).

L'Exposition de T. S. F. s'est tenue récemment à Londres avec son succès habituel.

La tendance générale est au récepteur superhétérodyne muni des perfectionnements suivants : commande unique, deux circuits accordés en haute fréquence, changement de fréquence par lampes heptode ou octode, régulateur automatique antifading, dispositif de réglage silencieux avec indicateur visuel d'accord; détection par binode ou double diode.

Les deux nouveautés sont l'introduction de la « sélectivité variable », et, d'autre part, la présence dans plusieurs récepteurs de deux haut-parleurs spécialisés, l'un pour le grave et l'autre pour l'aigu.

La plupart des récepteurs sont à courant « universel » (secteur continu ou alternatif). Mais on trouve aussi quelques bons modèles de récepteurs à batteries, utilisant parfois les lampes et l'amplification « classe B ».

A noter enfin la généralisation des pentodes à pente variable, et l'extension des gammes reçues aux ondes courtes.

Dans le dernier numéro, l'auteur, se plaçant au point de vue de la « qualité de reproduction », critique certaines tendances de l'Exposition : recherche exclusive de la sensibilité; réalisation de superhétérodynes bon marché, obtenus en effectuant un montage banal avec les pièces détachées de plus bas prix; état stationnaire des haut-parleurs.

3° **L'exposition de T. S. F. de New-York.** — Nous n'avons pas encore beaucoup de détails sur les nouveautés présentées. Il semble cependant que tous les postes soient des superhétérodynes à plus grand nombre de lampes qu'en France. La gamme des longueurs d'onde descend souvent jusqu'à 9 mètres de façon à permettre l'écoute du broadcasting sur 13 mètres, des émissions d'amateur sur 10 mètres et des appels de police.

Dans un article paru dans le *Wireless World* du 26 octobre dernier, l'auteur estime que l'exposition de Radio de New-York a été cette année un grand désappointement : perdue dans l'électricité en général, les frigidaires et les aspirateurs, la radio n'a présenté aucune nouveauté technique intéressante. Tous les récepteurs sont des superhétérodynes employant de 5 à 25 lampes, standardisés « au point de se ressembler tous et de ressembler à des pierres tombales ». A noter le retour offensif du poste-meuble de dimensions normales (aux dépens du poste miniature) et la vogue du cadran « type avion ».



DESCRIPTION

D'UN RÉCEPTEUR RADIOÉLECTRIQUE

LE SUPER-SYNCHROVOX 6-35 TYPE 3677 DES ÉTABLISSEMENTS RADIO L. L.

Le Super-Synchrovox 6-35 Alternatif type 3.677 est un appareil du genre superhétérodyne qui permet de recevoir les ondes comprises dans les gammes 19-50 mètres (ondes courtes), 200-580 mètres (ondes moyennes) et 1.000-2.000 mètres (ondes longues).

Cet appareil qui comporte 5 lampes type américain plus une valve est un récepteur de bonne qualité, robuste, pouvant être mis entre toutes les mains, et d'un prix d'achat modéré.

Principe. — La figure 1 indique schématiquement le principe de l'appareil qui comprend :

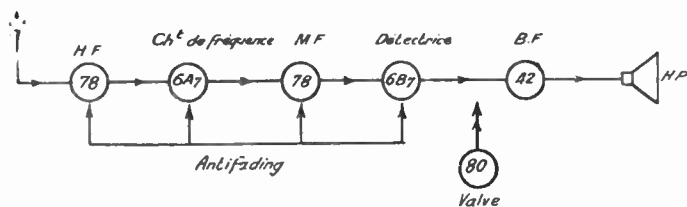


Fig. 1. — Schéma de principe.

a) Un étage amplificateur haute fréquence, accordé, utilisant une lampe type 78.

b) Une lampe, type 6 A 7, changeuse de fréquence.

c) Une lampe, type 78, amplificatrice de moyenne fréquence, sur 110 kilocycles.

d) Une lampe détectrice, 6 B 7, détectant par diode et renfermant les éléments d'une première lampe amplificatrice de basse fréquence (lampe pentode).

La lampe détectrice sert au fonctionnement de l'anti-fading qui agit sur les grilles des trois lampes précédentes.

e) Une lampe type 42, trigrid, amplificatrice de basse fréquence.

f) Enfin une valve type 80 fournissant la tension plaque à l'ensemble.

Caractéristiques des lampes utilisées.

1° *Lampe type 78.* — Pentode à chauffage indirect et à pente variable.

Tension de chauffage	6,3 volts
Courant de chauffage	0,3 ampère
Tension plaque maximum	250 volts
Tension grille écran maximum	125 volts
Polarisation grille de commande	—3 volts

Autres caractéristiques en fonction des tensions :

TENSION PLAQUE	TENSION ÉCRAN	COURANT ÉCRAN	COURANT PLAQUE	RÉSISTANCE INTERNE	COEFFICIENT D'AMPLIFICATION
90 volts	90 volts	1,3 mA	5,4 mA	315.000 ohms	400
180 —	90 —	1 —	4 —	1.000.000 —	1100
250 —	90 —	1,7 —	7 —	800.000 —	1160
250 —	90 —	2,6 —	10,5 —	600.000 —	990

La disposition des plots de sortie et le schéma de la lampe sont donnés par la figure 3, page 418 du numéro d'octobre 1934 de *l'Onde Électrique*.

2° *Lampe type 6 A 7.* — Heptode changeuse de fréquence à chauffage indirect.

Chauffage	6 V 3 — 0,3 ampère
Tension plaque max.	250 V
Tension écran max.	100 V
Tension de la grille servant d'anode à l'oscillatrice	200 V
Tension de la grille de commande de la lampe changeuse de fréquence	— 3 V
Courant plaque	4 mA
Courant écran $\left\{ \begin{matrix} G_3 \\ G_5 \end{matrix} \right.$	$\left. \begin{matrix} \\ \end{matrix} \right\} 2 \text{ mA}$
Résistance interne	300.000 ohms

Le schéma de la lampe et de son support est donné par la figure 4, page 418 du numéro d'octobre 1934 de *l'Onde Électrique*.

3° *Lampe 6 B 7.* — Double diode, pentode BF, à chauffage indirect.

Chauffage.....	6,3 V — 0,3 ampère
Tension plaque max.....	250 Volts
Tension écran max.....	125 Volts
Polarisation grille de commande.....	— 3 volts
Courant grille-écran.....	2,3 mA
Courant plaque.....	9 mA
Résistance interne.....	650.000 ohms
Coefficient d'amplification.....	730

Le schéma de la lampe et de son support est donné par la figure 6, page 419 du numéro d'octobre 1934 de l'*Onde Électrique*.

4^e Lampe type 42. — Trigrille BF à chauffage indirect.

Chauffage.....	6,3 V — 0,7 ampère
Tension plaque max.....	250 volts
Tension écran max.....	250 volts
Polarisation grille.....	— 16,5 volts
Courant plaque.....	34 mA
Courant écran.....	6,5 mA
Résistance interne.....	100.000 ohms
Coefficient d'amplification.....	220
Puissance modulée.....	3 watts

Le schéma de la lampe et de son support est donné par la figure 2.

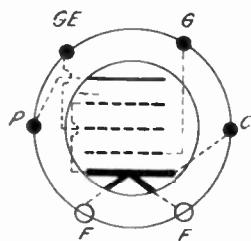


Fig. 2. — Support de la lampe 42
vue d'en-dessous.

5^e Valve type 80. — Redresseuse biplaque à chauffage direct.

Pour les caractéristiques et le schéma voir *Onde Électrique*, octobre 1934, page 420.

Détails de montage. — Un cavalier indiqué sur le schéma permet de prendre comme antenne le secteur ou un fil plus ou moins long qui se branche en A_1 ou en A_2 . Cette antenne est couplée par induction au premier circuit accordé. On notera les condensateurs

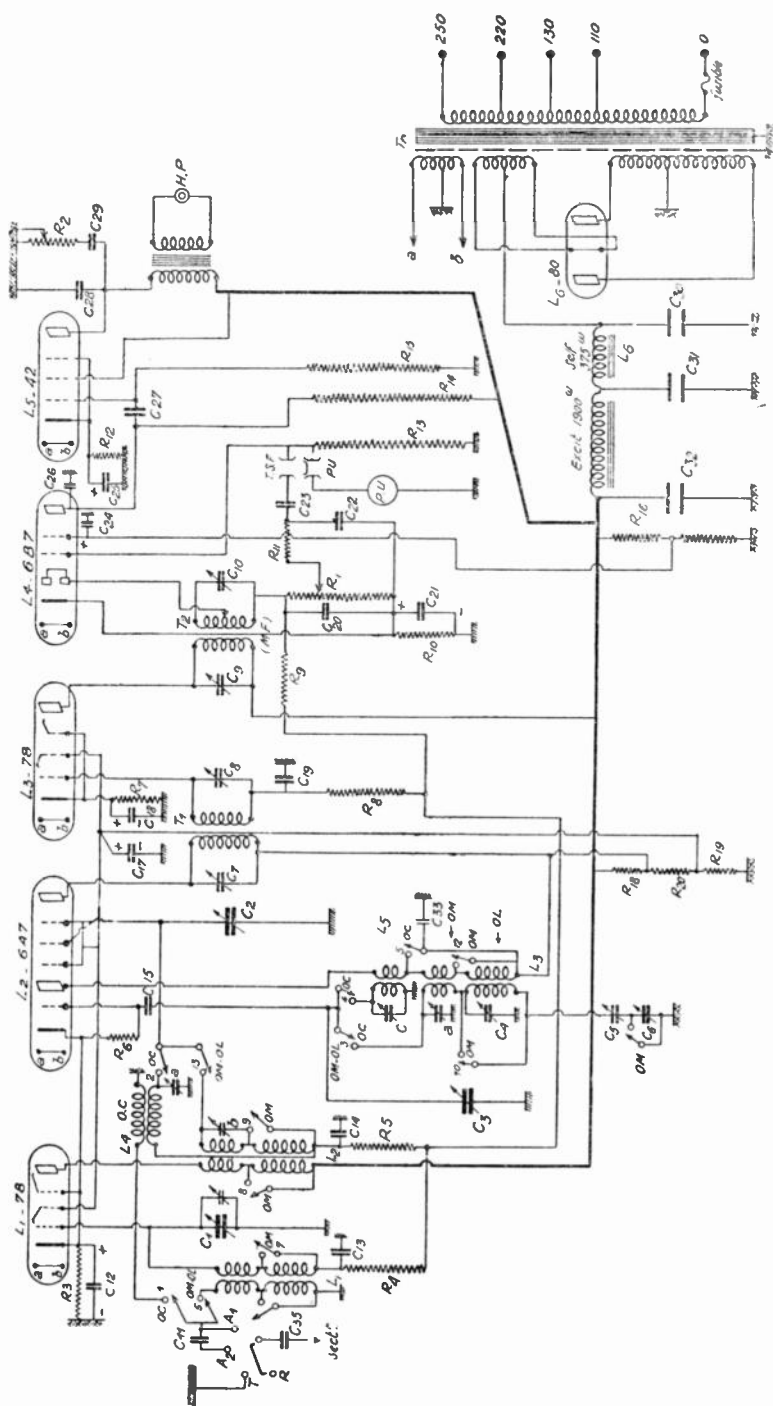


Fig. 3. — Schema du Super-Synchrovox 6-45.

ajustables placés en dérivation sur chaque bobine afin de permettre le monoréglage.

Pour la réception des ondes courtes, l'amplification haute fréquence est supprimée.

Les polarisations de grille de commande sont obtenues par le procédé habituel en intercalant une résistance shuntée dans le circuit de la cathode. Les tensions de grille écran sont obtenues par une méthode potentiométrique.

Le fonctionnement anti-fading est obtenu de la façon suivante : la tension produite par le courant redressé dans une résistance placée dans le circuit plaque de la diode est transmise à travers un système de résistances et de capacités aux grilles des trois lampes précédentes.

Le poste comprend une prise pour pick-up placée dans le circuit grille de la diode-pentode.

Un système de prises prévues sur le transformateur d'alimentation permet d'assurer le fonctionnement du récepteur sur les tensions de 110-130-220-250 volts.

Le réglage de la tonalité se fait (voir en haut et à droite, du schéma général) par variation de la résistance R_2 .

Le schéma général du poste est représenté par la figure 3. Les tableaux ci-dessous donnent les valeurs des diverses résistances et capacités figurant sur ce schéma, la constitution des bobinages, transformateur d'alimentation, self de filtre, les valeurs des tensions en divers points d'un poste alimenté sur la prise 110 volts.

1^{re} Valeurs des résistances.

DÉSIGNATION	OHMS	DÉSIGNATION	OHMS
R 1 (Potent ^{re} Log ^{ue})	500.000	R 11 fixe	50.000
R 2 —	50.000	R 12 —	450
R 3 fixe	1.000	R 13 —	500.000
R 4 —	150.000	R 14 —	300.000
R 5 —	150.000	R 15 —	300.000
R 6 —	100.000	R 16 —	100.000
R 7 —	2.000	R 17 —	20.000
R 8 —	150.000	R 18 —	10.000
R 9 —	500.000	R 19 —	10.000
R 10 —	10.000	R 20 —	10.000

2^e Capacités.

DÉSIGNATION	TYPES	CAPACITÉS 1	DÉSIGNATION	TYPES	CAPACITÉS 1
C ₁	variable avec trimmer	500 max.	C ₁₇	fixe	2 μ F
C ₂	variable sans trimmer	500 —	C ₁₈	—	2 μ F
C ₃	—	500 —	C ₁₉	—	0,1 μ F
C ₄	ajustable	100 env.	C ₂₀	—	200
C ₅	—	100 —	C ₂₁	—	2 μ F
C ₆	—	100 —	C ₂₂	—	300
C ₇	—	70 à 200	C ₂₃	—	10.000
C ₈	—	—	C ₂₄	—	2 μ F
C ₉	—	—	C ₂₅	—	20 μ F
C ₁₀	—	—	C ₂₆	—	200
C ₁₁	fixe	150	C ₂₇	—	10.000
C ₁₂	—	2 μ F	C ₂₈	—	1.000
C ₁₃	—	0,1 μ F	C ₂₉	—	50.000
C ₁₄	—	—	C ₃₀	—	8 μ
C ₁₅	—	200	C ₃₁	—	8 μ
			C ₃₂	—	8 μ
			C ₃₃	—	50.000

1. En millièmes de microfarad, ou pour les condensateurs de forte capacité, lorsque le chiffre est suivi de l'indication μ F, en microfarads.

3^e Bobinages.

L₁ Accord.

Ondes	Primaire : 15 tours fil de 20/100 sous email, tube de 28 mm.	fil rangé.
Moyennes.	Secondaire : 90 + 10 tours fil 30/100 sous email, tube de 34 mm.	
Grandes	Primaire : 130 tours fil 20/100 sous soie, tube de 28 mm.	Duolatéral écartement 3 m/m.
Ondes.	Secondaire : 250 tours fil 20/100 sous soie, tube de 28 mm.	

L₂ Résonance.

Ondes	Primaire : 80 tours fil 20/100 sous email, tube de 28 mm.	fil rangé.
Moyennes.	Secondaire : 90 + 10 tours fil 30/100 sous email, tube de 34 mm.	
Grandes	Primaire : 180 tours fil 20/100 sous soie, tube de 28 mm.	Duolatéral écartement 3 m/m.
Ondes.	Secondaire : 250 tours fil de 20/100 sous soie, tube de 28 mm.	

L₃ Hétérodyne.

Ondes	Plaque : 40 tours fil de 20/100 sous email, tube de 34 mm.	fil rangé écartement 1 mm.
Moyennes.	Grille : 80 + 10 tours fil de 30/100 sous email, tube de 34 mm.	

Grandes Ondes.	{	Plaque : 13 tours fil de 20/100 sous soie, tube de 28 mm.	}	Duolatéral écartement 3 mm.
		Grille : 162 tours fil de 20/100 sous soie, tube de 28 mm.		



Fig. 1. — Super-Synchrovor 6-35 des Établissements Radio. L. L.

ONDES COURTES.

L₁ Résonance.

Primaire : 6 tours espacés de 5 m/m, fil de 3/10 sous émail, tube de 28 mm.

Secondaire : 8 tours espacés de 5 m/m, fil de 6/10 sous émail, tube de 28 mm.

L₂ Hétérodyn.

Plaque : 6 tours espacés de 5 mm, fil de 3/10 sous émail, tube de 28 mm.

Grille : 8 tours espacés de 5 mm, fil de 6/10 sous émail, tube de 28 mm, sens inversé.

Moyenne fréquence.

T₁ Tesla.

Primaire : 1.120 tours fil de 15/100, 2 couches soie, tube 12 mm. } Couplage

Secondaire : 1.120 tours fil de 15/100, 2 couches soie, tube 12 mm. } 18 mm.

T₂ M. F. : à prise médiane au secondaire, même bobinage que pour le Tesla.

4^e Transformateur, self de filtre, haut-parleur.

Tr. Transformateur :

Primaire : 110^v — 125^v — 220^v — 250^v — 50 p/s.

Secondaire : S₁ = 2 × 3,15 — 2^a, 5.

S₂ = 2 × 2,5 — 2^a.

S₃ = 2 × 380^v — 80^{ma}.

Écran entre primaire et secondaire, avec fil de sortie ou cosse spéciale.

L_6 Self de filtre : 375^{es} — 20 henrys.

Haut-parleur : Excitation 1800^{es}. Résistance de charge : 7.000 ohms.

Dispositions mécaniques et présentation. — Le poste est monté suivant la méthode habituelle, sur un châssis métallique renfermé dans une ébénisterie (fig. 4). Le bouton central en bas est double : le bouton de grand diamètre sert au réglage (manœuvre des condensateurs), le bouton de petit diamètre sert pour régler la tonalité et aussi pour couper l'alimentation. Le bouton de droite commande le commutateur (ondes courtes, moyennes ou longues); celui de gauche règle l'intensité sonore.

P. ABADIE.

SOCIÉTÉ DES RADIOÉLECTRICIENS

Séance mensuelle de décembre 1934.

La séance mensuelle de décembre aura lieu le mercredi 19 décembre 1934, à l'amphithéâtre de physique de la Sorbonne, 1, rue Victor-Cousin, à 20 h. 45. Elle comportera en particulier une communication de M. PICAVET, Directeur du Service de la T. S. F., Président de la Société des Radioélectriciens, sur la récente réunion du Comité International Technique des Radiocommunications (C. I. T. R.) qui s'est tenue à Lisbonne en septembre-octobre 1934.