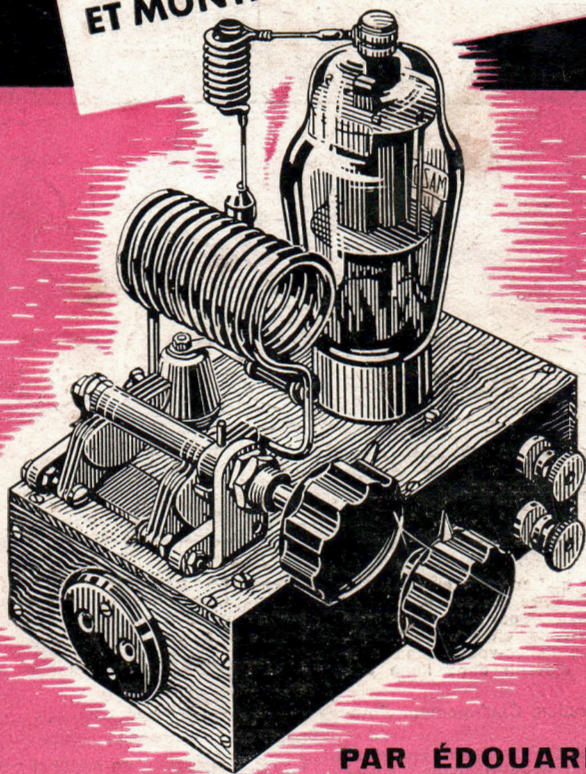


# EMETTEURS

DE PETITE PUISSANCE SUR ONDES COURTES

TOME I  
THÉORIE ÉLÉMENTAIRE  
ET MONTAGES PRATIQUES



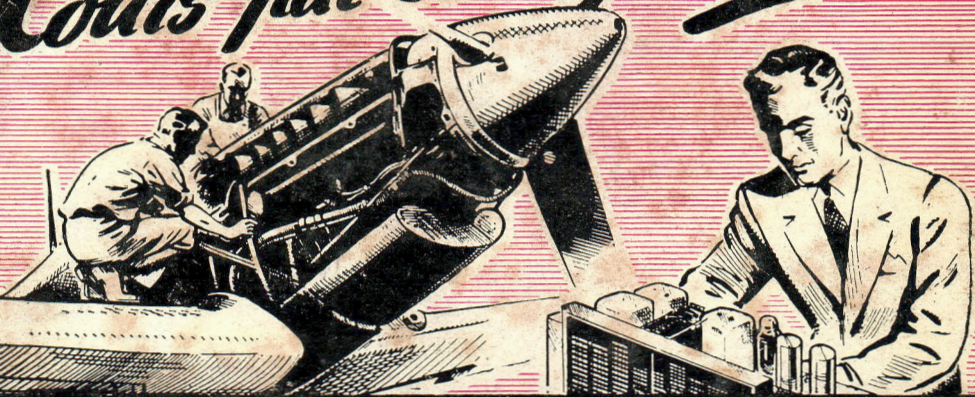
PAR ÉDOUARD CLIQUET  
(F8ZD)

PRÉFACE DE P. REVIRIEUX  
(F8OL)

ANCIEN ÉLÈVE DE L'ÉCOLE POLYTECHNIQUE

2<sup>e</sup> ÉDITION

# Cours par Correspondance



AVIATION ★ RADIO



DESSIN INDUSTRIEL ★ AUTOMOBILE

**JEUNES GENS.** Sans quitter votre emploi et quelle que soit votre résidence, occupez vos loisirs en suivant par correspondance les cours qui feront de vous en peu de temps, un homme de valeur. Faites-vous, sans plus tarder, une situation d'avenir dans l'une des branches suivantes:

**ÉLECTRICITÉ.** Préparation: Chef-monteur d'installations électriques.

**RADIO-ÉLECTRICITÉ.** Préparations opérateur radiotélégraphiste, monteur-dépanneur, chef monteur-dépanneur, sous-ingénieur et ingénieur radio-électricien.

Aux cours techniques de ces préparations, dont la valeur est unanimement reconnue, s'ajoutent nos cours de travaux pratiques dirigés par **GEO-MOUSERON**. Le matériel nécessaire ainsi que tout l'outillage indispensable, sont expédiés dès l'inscription de l'élève et restent sa propriété.

**LE DESSIN INDUSTRIEL.** Préparations: chef-dessinateur industriel et sous-ingénieur en constructions électriques, mécaniques et aéronautiques.

**L'AUTOMOBILE.** Préparation de chef-électromécanicien d'automobile.

**L'AVIATION.** Préparations: pilote, radio-navigant, chef électro-mécanicien d'aviation.

L'E. P. S. possède un matériel considérable: moteurs, avions, tracteurs, spécialement mis à la disposition de ses élèves pour un stage gratuit de travaux pratiques.

L'E. P. S., par son expérience, par la qualité de ses professeurs, par le matériel didactique dont elle dispose et par le nombre de ses élèves est la 1<sup>re</sup> **ÉCOLE PAR CORRESPONDANCE DE FRANCE**. Documentation gratuite sur demande.

**ÉCOLE PROFESSIONNELLE SUPÉRIEURE**

1, RUE DE CONSTANTINE — PARIS (VII<sup>e</sup>)

# SOYEZ PRATIQUES !

montez les éléments de votre émetteur dans un

## **RACK**

chaque élément monté sur roulements, sera accessible en tirant simplement une poignée

### **DIMENSIONS :**

Hauteur ..... 1 m. 32

Largeur ..... 0 m. 54

Profondeur ..... 0 m. 47

**PRIX : 3.000 Fr.**

## **EN STOCK :**

Mandrins stéatite pour émission depuis : **20 Fr.**

Cadrans démultiplicateurs, supports H. F.,  
relais de contact, C.V. sur stéatite depuis : **100 Fr.**

etc...

**DEMANDEZ NOTRE CATALOGUE AVEC SCHÉMAS**

# **RADIO M. J.**

**Siège et Service Province : 19, Rue Claude-Bernard, PARIS-V<sup>e</sup>**

Tél. GOB. 47-69 et 95-14 — C.C.P. PARIS 1.532-67

**Succursale : 6, Rue Beaugrenelle, PARIS-XV<sup>e</sup> - Tél. VAU. 58-30**

# GRATIS

*pour les  
futurs*

**OM's**

Conseils

Tuyaux

Montages

Idées

Solutions

Avis

Résultats d'expériences

Où ? chez **Radio Hôtel-de-Ville**

“ les pionniers du DX ”

**13, rue du Temple, Paris (IV<sup>e</sup>)**

Tél. : TURbigo 89-97

Vous y trouverez aussi

les pièces rares, les accessoires spéciaux,  
les instruments de qualité, les appareils  
modernes que vous cherchez... et

**mille choses introuvables**

Demandez le  
Guide du DX-man,  
envoyé contre 25fr.

Passez me  
dire bonjour  
**F. 8. I. A.**

**ÉMETTEURS DE PETITE PUISSANCE  
SUR ONDES COURTES**

TOME I

*DU MEME AUTEUR*

---

LA RÉCEPTION DES ONDES COURTES (1938) .....	<i>épuisé</i>
LE TRAFIC D'AMATEUR SUR ONDES COURTES (1938) .....	<i>épuisé</i>
APPRENEZ A LIRE AU SON (1940) .....	<i>épuisé</i>

EMETTEURS DE PETITE PUISSANCE SUR ONDES COURTES :

TOME II : L'alimentation. — La radiotéléphonie. — La manipulation (281 pages, 273 figures).. Fr.	390
---	-----

==== ÉMETTEURS ====

DE PETITE PUISSANCE  
SUR ONDES COURTES

par

**ÉDOUARD CLIQUET**  
(F8ZD)

Préface de

**PIERRE REVIRIEUX**  
(F8OL)

Ingénieur de l'École Polytechnique  
Professeur à l'École Supérieure d'Électricité

DEUXIÈME ÉDITION

TECHNIQUE & VULGARISATION

5, Rue Sophie-Germain  
PARIS - XIV<sup>e</sup>

—  
1949

Copyright 1949 by **TECHNIQUE ET VULGARISATION**  
Tous droits réservés



## PREFACE

---

*Le livre qui paraît aujourd'hui rendra de grands services aux amateurs-émetteurs et à tous ceux qu'intéresse l'émission sur ondes décamétriques; il constituera pour eux une utile documentation; il leur évitera des recherches nombreuses dans des publications étrangères et des expériences souvent coûteuses.*

*Ed. Cliquet est à la fois un ingénieur et un amateur-émetteur très connu. Il ne s'est pas contenté de décrire des montages ayant fait leurs preuves; il a voulu en expliquer le fonctionnement sans faire appel à des connaissances mathématiques compliquées. Avec beaucoup d'esprit critique, il a mis en évidence les avantages respectifs des différentes combinaisons de lampes et circuits, en insistant sur les points particuliers de réalisation qui conditionnent le rendement et la stabilité.*

*Les plans de câblage sont la reproduction des nombreux postes construits par l'auteur; ils pourront être réalisés avec toutes les chances de succès.*

*L'ouvrage indique non seulement comment il faut opérer pour régler correctement chaque étage d'un émetteur, il explique de plus les phénomènes physiques qui pourraient désorienter le débutant. Il constitue un excellent point de départ pour aborder avec fruit des traités théoriques plus complets.*

*Je suis certain que le livre d'Edouard Cliquet orientera nombre de jeunes gens vers les carrières si intéressantes de l'électronique et des télécommunications et, à ce seul titre, il mérite une très large diffusion.*

Pierre REVIRIEUX.  
(F80L)

Ingénieur de l'Ecole Polytechnique  
Professeur à l'Ecole Supérieure  
d'Electricité.

## AVANT-PROPOS

---

A côté de l'émission à grande puissance, mise en œuvre dans les stations de radiodiffusion ou de trafic télégraphique, il existe un vaste domaine d'applications techniques touchant à l'émission de faible puissance. Il s'étend aux émetteurs des petites stations fixes ou mobiles, utilisés pour des liaisons terrestres, maritimes ou aériennes, dans toutes les branches d'activités où les télécommunications sont indispensables.

Ces installations, conçues suivant la technique générale des émetteurs, ne sont pas réalisées à l'image réduite des stations puissantes. Elles procèdent des mêmes principes, mais les appliquent, d'ordinaire, plus simplement : elles ne doivent pas satisfaire aux mêmes charges techniques ni aux mêmes conditions d'exploitation. Si bien que l'étude de la théorie élémentaire et du montage pratique des émetteurs de petite puissance s'intègre dans la documentation nécessaire à l'ingénieur praticien. Elle est également indispensable à tous ceux que passionne l'émission d'amateur.

Quelle est la limite de la petite puissance ? On pourrait la fixer par comparaison avec celle des gros émetteurs et admettre qu'elle est seulement dépassée à l'étage final de ceux-ci. Mais ce serait alors élever la limite à une puissance sinon mal déterminée, du moins excessive, et plutôt aborder, d'une façon incomplète, le problème général, sans le traiter dans son ensemble.

Il nous a semblé plus rationnel d'entendre par petite puissance une certaine de watts environ consommés pour l'alimentation anodique. Nous avons été conduits par plusieurs considérations à chiffrer cette valeur limite.

Elle correspond à la plupart des cas pratiques et représente généralement un maximum pour ces sortes d'installations. C'est, du reste, le maximum « légal » pour les installations d'amateurs.

Les constructeurs de tubes d'émission, guidés en partie par les besoins des usagers, semblent avoir établi également vers cette valeur une discrimination dans leurs séries. En dessous de 100 watts environ, les types de lampes sont plus nombreux, plus variés, plus courants et, pour tout dire, plus accessibles sous tous rapports : qualité, montage, alimentation, prix. D'autant mieux que peuvent être considérés dans cette catégorie tous les tubes pour l'amplification basse fréquence de puissance et même certaines lampes de réception.

Puisqu'il s'agit d'émission sur ondes courtes, donc fonctionnant dans des conditions favorables de propagation, la limite assignée paraît raisonnable. On sait les résultats remarquables qui sont couramment obtenus, même avec des puissances inférieures, et ces résultats iront encore en s'améliorant avec les progrès réalisés dans la réception des ondes courtes.

Ondes courtes, le terme apparaît bien général, car nous n'ignorons pas qu'un Comité Consultatif a fixé dès 1937 la désignation

des ondes radioélectriques d'après leur longueur. Si cette classification était déjà bien entrée en usage, il faudrait dire, dans ce cas particulier, ondes décamétriques, puisque nous considérons les longueurs d'onde de 10 à 100 mètres, c'est-à-dire les fréquences élevées, de 3 à 30 Mc/s.

On sait que, dans cette gamme, certaines fréquences sont attribués par les Règlements internationaux aux différents services : stations fixes, mobiles, aéronautiques, radiodiffusion, amateurs. Il nous était donc difficile de prendre des exemples concrets de calcul et de réalisation de circuits, montages, antennes, etc..., sans préciser l'emploi auquel ils étaient destinés. Aussi avons-nous adopté, par raison de simplicité, des bandes de fréquences allouées aux stations expérimentales ou d'amateurs, étant bien entendu que les exemples indiqués peuvent aussi bien s'appliquer par transposition à des fréquences voisines attribuées à d'autres services.

Nous donnons, dans les deux Tomes de cet ouvrage, de nombreuses réalisations pratiques de parties constitutives d'émetteurs. Elles peuvent être assemblées de façon à aboutir à tel équipement désiré. Chaque partie du montage est décrite avec ses caractéristiques propres qui permettent, même à un technicien débutant, de mener à bien l'exécution, le réglage et la mise au point d'un ensemble complet.

Ces opérations ne peuvent cependant être conduites uniquement de façon empirique. Elles doivent procéder d'un minimum de théorie, élémentaire mais indispensable. Nous avons introduit celle-ci en insistant principalement sur les enseignements qu'elle peut donner dans la pratique.

Que l'on nous excuse si, afin de spécifier certaines conditions essentielles, concernant les circuits et les lampes par exemple, nous avons préféré les décrire avec leurs incidences, au lieu de les faire apparaître dans des formules arides, en laissant au lecteur le soin de les transposer en pratique. Il nous a semblé que l'interprétation des résultats à la lumière des constatations expérimentales était d'un plus grand intérêt et répondait mieux au désir des lecteurs. C'est du moins ce que nous avons été amenés précisément à constater au temps où, étant rédacteur en chef du « Journal des 8 », nous avions de très nombreux contacts avec les amateurs-émetteurs.

Bien souvent nous avons pensé à eux en écrivant ces pages. Au long de celles-ci, nous avons fait de notre mieux pour donner une réponse à toutes les questions qui souvent les arrêtent dans la conception, la construction et la mise au point d'émetteurs de petite puissance sur ondes courtes.

13 octobre 1946.

E. C.

---

# AVERTISSEMENT

## POUR LA DEUXIÈME ÉDITION

---

*Publiée en mars 1947, la première édition du Tome I des « Émetteurs de petite puissance sur ondes courtes » était épuisée dès le mois de juillet 1948.*

*La seconde édition, devenue nécessaire, ne reproduit pas uniquement le premier texte. Elle est complètement remaniée, augmentée et non seulement revue et corrigée, comme le veut la tradition.*

*Nous avons jugé ce travail indispensable pour plusieurs raisons.*

*La technique radioélectrique est en constante évolution. Celle des émetteurs de petite puissance est encore plus sujette que d'autres à des perfectionnements importants. De nouvelles lampes ont fait leur apparition ou se sont généralisées, qui étaient inconnues lorsque, pendant l'occupation, nous avions écrit le précédent ouvrage. Des montages sont devenus d'un emploi courant.*

*Ainsi, le V.F.O., soigneusement réalisé assure une stabilité d'émission comparable à celle que procure un cristal. Il est maintenant indispensable dans le trafic d'amateur.*

*Nous avons donc développé le chapitre consacré aux auto-oscillateurs et indiqué de nombreux exemples de montages maître-oscillateurs, utilisant soit des lampes classiques, soit des tubes récents.*

*De nouvelles applications de ces tubes ont également été données dans les autres chapitres. Les exemples portent sur des cas pratiques et aboutissent à des résultats précis, ou à des schémas détaillés d'utilisation.*

*Nous avons essayé en cela de satisfaire le mieux aux désirs des lecteurs qui souhaitent des schémas toujours plus nombreux. C'est également à la demande des lecteurs étrangers — du Canada en particulier — que nous avons indiqué d'autres renseignements pratiques, tels que correspondance des références de fils, liste des schémas avec lampes utilisées et plusieurs tableaux des caractéristiques des tubes triodes, tétrodes ou pentodes, pour émission de petite puissance.*

*Les compléments ainsi apportés sont très importants. La seconde édition de cet ouvrage paraît avec plus de 75 nouvelles figures. Elle est augmentée de 100 pages, le tiers du nombre de celles de la première édition.*

*De très nombreux lecteurs ont bien voulu nous encourager dans cette voie. Nous tenons à les remercier en souhaitant à nouveau que cet ouvrage continue à rendre service à tous ceux qui, pour leur enseignement ou pour leur distraction, désirent mieux connaître les émetteurs de petite puissance sur ondes courtes.*

18 janvier 1949.

E.C.

## CHAPITRE PREMIER

### LES CIRCUITS OSCILLANTS

La technique de l'émission fait constamment appel aux propriétés des circuits oscillants, c'est-à-dire des circuits électriques comprenant self-induction, capacité et résistance. Dans chaque émetteur, comme du reste dans chaque récepteur, on trouve des circuits oscillants dont les caractéristiques doivent être déterminées exactement en vue de l'usage auquel on les destine.

Il importe donc de connaître les propriétés essentielles de ceux-ci. Nous les rappellerons de façon élémentaire en insistant plus particulièrement sur les données qui servent à calculer pratiquement les circuits oscillants utilisés en émission.

#### I. — Les éléments des circuits oscillants

Le principe de la radioélectricité est basé sur les effets d'induction se produisant à distance entre deux circuits n'étant réunis par aucun fil. Ce sont des phénomènes électromagnétiques dont l'existence fut prévue par Maxwell et vérifiée par Hertz.

**1. Rappel des phénomènes électromagnétiques.** — Lorsqu'un courant électrique parcourt un conducteur, il crée un champ magnétique autour de ce conducteur.

On connaît l'expérience classique (*Expérience d'Oersted*) qui permet de mettre en évidence les lignes de force, en projetant de la limaille de fer sur une feuille traversée par le conducteur. Ces lignes se répartissent concentriquement dans un plan perpendiculaire au conducteur.

Le champ magnétique n'existe que si le courant traverse le conducteur. Il change de sens avec le courant (*Règle d'Am-père*) ; il est plus intense si, au lieu d'utiliser un seul fil conducteur, on réalise avec celui-ci un bobinage : le champ magnétique (dont l'intensité est exprimée en *gauss*) est augmenté.

L'intensité du champ magnétique dépend du nombre de spires de la bobine, de la dimension de l'enroulement et de l'intensité du courant qui le traverse (*formule de Laplace*). Une caractéristique importante est, en particulier, le nombre d'am-pères-tours de la bobine, qui est égal au nombre total de spires par l'intensité du courant.

Si l'on introduit dans la bobine un barreau de fer doux, l'intensité du champ magnétique dans le fer sera beaucoup plus grande que précédemment, dans l'air. Sa valeur est devenue  $\mu$  fois plus grande,  $\mu$  étant le coefficient de perméabilité du noyau magnétique.

Ce coefficient de perméabilité est égal au rapport du flux magnétique (champ magnétique par unité de surface normale

aux lignes d'induction) dans le noyau, au flux dans l'air, pour les mêmes conditions d'utilisation. Il varie suivant le métal utilisé, d'un échantillon à l'autre de celui-ci et dépend en outre du champ magnétisant (phénomène de saturation).

Les phénomènes d'électromagnétisme précédents sont réversibles, c'est-à-dire qu'un champ magnétique peut donner naissance à une force électromotrice d'induction et par suite à un courant induit traversant le circuit se déplaçant dans le champ magnétique. C'est ce qui est appelé l'induction électromagnétique.

Un bobinage soumis à un champ magnétique d'intensité variable est parcouru par un courant induit tel que, par son action électromagnétique, il tend à s'opposer à la variation du champ qui le produit (*Loi de Lenz*). Le courant induit est donc lui aussi variable. Si le sens du champ est inversé, le sens du courant produit par la force électromotrice induite l'est aussi.

**2. Self-induction.** — Si un enroulement est parcouru par un courant d'intensité variable, un courant alternatif par exemple, il se produit une variation correspondante du flux magnétique qui apparaît à travers l'enroulement. Donc, dans l'enroulement même, il va apparaître une force électromotrice d'induction : le courant sera toujours, d'après la loi précédente, en opposition de sens avec le courant alternatif qui parcourt l'enroulement. Les variations du courant qui a pris naissance s'opposent aux variations du courant initial. Cet effet d'inertie provoqué du fait de l'enroulement, s'appelle la *self-induction* du circuit.

La self-induction (ou coefficient de self) est proportionnelle au carré du nombre de spires de l'enroulement et au carré du diamètre des spires.

L'unité de self-induction est le *Henry*. Un bobinage possède un coefficient de self de 1 henry lorsqu'une variation de courant de 1 ampère produit une force électromotrice induite de 1 volt.

On utilise dans les circuits oscillants des selfs de valeur plus faible. On les évalue en millihenrys (mH) ou en microhenrys ( $\mu$ H), qui sont les sous-multiples du henry.

$$1 \text{ mH} = \frac{1}{1.000} \text{ henry} \qquad 1 \mu\text{H} = \frac{1}{1.000.000} \text{ henry}$$

La propriété essentielle de la bobine ou de la self (expression employée communément en radio pour désigner un bobinage) est de s'opposer à toute variation du courant qui la parcourt, et en particulier au passage du courant alternatif.

L'impédance  $X_L$  présentée par une self dont le coefficient est L, pour un courant de fréquence  $f$ , est donnée \* par la relation :

$$X_L = 2 \pi f L$$

\* En supposant nulle la résistance ohmique R présentée par la self, car, en toute rigueur, l'impédance est :

$$Z = \sqrt{R^2 + (2 \pi f L)^2} = \sqrt{R^2 + X_L^2}$$

L'impédance ou résistance apparente pour le courant alternatif, joue pour celui-ci le même rôle que la résistance pour le courant continu, avec, toutefois, la différence que Z n'est pas constant mais dépend de la fréquence du courant alternatif traversant le circuit.

L'impédance  $X_L$ , que l'on appelle aussi inductance (réactance inductive ou de self) (\*) est exprimée en ohms;  $\pi$  est le facteur 3,1416;  $f$  est la fréquence en cycles par seconde, et  $L$ , la self en henrys.

Cette formule montre que l'inductance d'un bobinage est proportionnelle à la fréquence et à la self-induction.

APPLICATION : *Quelle est l'inductance (réactance de self) pour la gamme d'émission 20 mètres d'une self dont le coefficient de self est de 4,9 microhenrys ?*

Nous prendrons pour fréquence 14.200 kilocycles qui correspond au milieu de la gamme 20 mètres (14.000 à 14.400 kilocycles).

Nous avons en tenant compte des unités :

$$X_L = 2 \pi fL = 2 \times 3,14 \times 14.200.000 \times \frac{4,9}{1.000.000}$$

$$= 437,5 \text{ ohms}$$

**3. Capacité.** — Un condensateur, élément dont l'emploi est aussi général en radio que celui des selfs, est constitué, sous sa forme la plus simple, par deux conducteurs séparés par un isolant. Les conducteurs qui constituent les armatures du condensateur, sont des plaques métalliques, d'ordinaire reliées entre elles par groupe. Les armatures ont les unes vis-à-vis des autres une position fixe ou variable (condensateurs fixe ou variable).

Si l'on applique une différence de potentiel continu entre les armatures, le condensateur se charge d'une certaine quantité d'électricité. Cette quantité dépend de la constitution même du condensateur, caractéristique que l'on appelle capacité du condensateur.

L'unité de capacité est la capacité d'un condensateur tel que pour augmenter son potentiel de 1 volt, il faut lui fournir un courant de un ampère pendant une seconde (un *coulomb*). Cette unité, le *farad*, est beaucoup trop grande en pratique. On emploie ses sous-multiples : le microfarad ( $\mu F$ ) qui vaut 1 millionième de farad et le micromicrofarad ( $\mu\mu F$ ) qui vaut 1 millionième de microfarad (ou picofarad pF)

$$1 \mu\mu F = \frac{1 \mu F}{1.000.000}$$

On utilise aussi en pratique le *centimètre* comme unité de capacité. Le centimètre (unité C.G.S. du système électrostatique)

équivalent à  $\frac{1}{0,9} \mu\mu F$  :

$$1 \mu\mu F = 0,9 \text{ cm} \quad 1 \text{ cm} = 1,1 \mu\mu F$$

La capacité d'un condensateur formé d'armatures planes dépend du nombre des plaques en regard, de la surface de celles-ci, de la distance qui les sépare et de la nature du diélectrique.

---

\* Nous avons adopté la terminologie *inductance* pour désigner la réactance de self. Ce que nous désignons par inductance n'est donc pas le coefficient de self-induction.

La formule permettant de calculer la capacité  $C$  d'un condensateur plan est :

$$C = 0,088 \frac{KS}{e} (n - 1) \text{ micromicrofarads}$$

dans laquelle  $K$  est la constante diélectrique ( $K = 1$  pour l'air);  $S$  est la surface en  $\text{cm}^2$  des plaques des armatures en regard;  $e$  est l'épaisseur du diélectrique en  $\text{cm}$ ., et  $n$  le nombre total des plaques des deux armatures\*.

Un condensateur n'est pas traversé par le courant continu; il se charge simplement au moment de la mise sous tension.

Mais si le condensateur est branché à une source alternative, il va successivement se charger dans un sens, puis se décharger dans l'autre, ce qui équivaut au passage du courant alternatif à travers le condensateur (à l'exception toutefois du déphasage produit du fait du condensateur entre la tension appliquée et le courant résultant).

Le passage ne s'effectue pas de façon parfaite, c'est-à-dire sans résistance apparente ou impédance présentée par le condensateur au courant alternatif. Cette impédance, réactance capacitive ou capacitance du condensateur,  $X_c$ , est exprimée\*\* par la relation :

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}$$

dans laquelle  $\pi$  est le facteur 3,1416;  $f$  est la fréquence en cycles par seconde et  $C$ , la capacité du condensateur en farads.

On voit que la capacitance est inversement proportionnelle à la capacité du condensateur et à la fréquence du courant qui le traverse.

APPLICATION : *Quelle est la capacitance pour la gamme d'émission 20 mètres d'un condensateur dont la capacité est 27 micromicrofarads ?*

Nous prendrons pour fréquence 14.200 kilocycles, comme dans l'exemple précédent.

Nous avons en tenant compte des unités :

$$X_c = \frac{1.000.000}{2\pi fC} \text{ ohms}$$

\* Rappelons pour mémoire que la capacité résultante  $C$  d'un ensemble de condensateurs  $C_1, C_2, \dots$  branchés en parallèle est égale à :

$$C = C_1 + C_2 + \dots$$

et que la capacité résultante  $C$  d'un ensemble de condensateurs  $C_1, C_2, \dots$  branchés en série est donnée par la relation :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots$$

\*\* En toute rigueur, et de la même façon que pour la self, si l'on considère la résistance  $R$  (provenant des pertes dans le diélectrique, la résistance des armatures, des joints, etc.) en série avec le condensateur, l'impédance  $Z$  est :

$$Z = \sqrt{R^2 + X_c^2}$$

qui se réduit à la capacitance  $X_c$  si l'on néglige  $R$ .



$f$ , la fréquence, étant exprimée en mégacycles par seconde, et  $C$ , la capacité en micromicrofarads.

$$\text{Donc } X_c = \frac{1.000.000}{2 \times 3,14 \times 14,2 \times 27} = 415 \text{ ohms}$$

Ce résultat est obtenu directement, sans calcul, à l'aide de l'abaque de la page 41.

**4. Résistance.** — La résistance est la troisième constante caractéristique d'un circuit oscillant. On suppose toujours qu'elle est localisée dans les conducteurs reliant la bobine de self au condensateur.

L'unité de résistance est l'*ohm* : c'est la résistance qui provoque une chute de tension de 1 volt au passage d'un courant continu de 1 ampère. Son multiple le plus fréquemment utilisé est le mégohm qui vaut 1 million d'ohms.

La résistance qu'il importe de considérer est pour les fréquences élevées, non pas la résistance ohmique en courant continu, mais celle en courant haute fréquence. On sait, en effet, qu'un courant H.F. ne se propage pas à travers toute la section d'un conducteur, mais seulement dans une pellicule voisine de la surface du conducteur (*skin effect* ou effet de peau).

Les bobines de self et les condensateurs sont construits pratiquement de telle sorte que la résistance soit aussi faible que possible. Mais il arrive qu'elle ne soit plus négligeable, dans le cas, par exemple, examiné plus loin, où nous verrons l'effet d'une résistance shuntant un circuit oscillant.

**5. Facteur de surtension d'une self-induction.** — On désigne par facteur de surtension ou qualité  $Q$  d'une self-induction, le rapport de l'inductance de la bobine à sa résistance ohmique  $R$ .

$$\text{On a : } Q = \frac{2 \pi f L}{R}$$

Les notations employées sont les mêmes que précédemment.

**6. Facteur de surtension d'une capacité.** — On désigne par facteur de surtension ou qualité  $Q$  d'un condensateur, le rapport de la capacitance du condensateur à sa résistance  $R$  (qui dépend des pertes dans le diélectrique placé entre armatures du condensateur, de la résistance des conducteurs, etc...).

$$\text{On a : } Q = \frac{1}{2 \pi f C R}$$

Nous comprendrons plus loin l'importance de ces facteurs qui sont une expression de la qualité des éléments du circuit oscillant.

## II. — Notions élémentaires sur les circuits oscillants

Lorsque l'on associe une self-induction et une capacité, on forme un circuit oscillant à condition que la résistance ohmique des éléments ne soit pas trop élevée. Le circuit est ainsi désigné car si l'on provoque dans celui-ci une impulsion d'énergie élec-

trique, il peut apparaître un courant alternatif oscillant dont la fréquence dépend uniquement de la self-induction et de la capacité du circuit.

Nous avons vu que la réactance de self ou l'inductance d'une bobine augmente tandis que la capacitance d'un condensateur diminue avec la fréquence du courant qui les traverse. En associant self et capacité, il existe une fréquence bien déterminée du courant alternatif pour laquelle s'annule la réactance\* qui est l'effet résultant de l'inductance et de la capacitance agissant en sens contraire. L'effet de la self est compensé par celui de la capacité.

Cette fréquence est la fréquence de résonance; on dit que le circuit est en résonance pour cette fréquence ou qu'il est accordé sur cette fréquence.

En écrivant qu'à la résonance, l'inductance est égale à la capacitance :

$$(1) \dots\dots 2 \pi fL = \frac{1}{2 \pi fC}$$

on obtient l'expression de la fréquence de résonance :

$$(2) \dots\dots f = \frac{1}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

formule fondamentale (*formule de Thomson*) qui permet de déterminer la valeur de la self-induction  $L$  et de la capacité  $C$  que doit comprendre un circuit oscillant pour être accordé sur une fréquence  $f$ .

La formule s'écrit avec les unités pratiques :

$$f = \frac{1.000.000}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

$f$  est la fréquence de résonance en kilocycles par seconde (Kc/s);  $2 \pi$  est un facteur égal à 6,28;  $L$  est la self-induction en microhenrys ( $\mu H$ );  $C$  est la capacité en micromicrofarads ( $\mu\mu F$ ).

Par ailleurs, on déduit de l'expression (1) qu'à la résonance le facteur de surtension de la self est égal à celui de la capacité.

$$Q = \frac{2 \pi fL}{R} = \frac{1}{2 \pi fCR}$$

Cette valeur de  $Q$  est le facteur de surtension ou qualité du circuit oscillant à la résonance.

Une bobine de self et un condensateur peuvent être associés de deux façons différentes : en série ou en parallèle, auxquelles correspondent le schéma du circuit résonnant-série et celui du circuit résonnant-parallèle (*figure 1*).

\* L'expression de la réactance est (réactance de self ou inductive moins réactance de capacité ou capacitive) :

$$2 \pi fL - \frac{1}{2 \pi fC}$$

**7. Le circuit résonnant-série.** — Les courants qui traversent un tel circuit et dont la fréquence est égale ou voisine de la fréquence de résonance, sont considérablement renforcés vis-à-vis des autres.

En effet, à la résonance, l'effet de la self-induction annule l'effet de la capacité. La réactance étant nulle, le courant qui traverse le circuit possède une intensité maximum lorsque la fréquence de résonance du circuit est celle du courant. L'intensité de celui-ci n'est limitée que par la résistance ohmique propre du circuit\*.

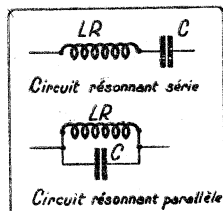


FIGURE 1. — L'association d'une self L et d'une capacité C peut donner lieu suivant le montage, à un circuit résonnant série ou parallèle.

On suppose que la résistance R du circuit est localisée dans la self.

Lorsque le circuit résonnant-série est accordé sur une fréquence plus élevée que celle du courant qui le traverse, la réactance de la self est inférieure à la capacitance du condensateur : l'impédance totale du circuit est plus grande qu'à la résonance.

Par contre, lorsque le circuit est accordé sur une fréquence plus faible que celle du courant qui le traverse, c'est la réactance de self qui est prépondérante vis-à-vis de la réactance de capacité, mais l'impédance totale du circuit est encore plus grande qu'à la résonance.

A la résonance, la tension efficace aux bornes du condensateur ou de la self est bien supérieure à celle appliquée aux extrémités du circuit. Elle est égale à :

$$E_c = E_s = EQ$$

$E_c$  étant la tension efficace aux bornes du condensateur;  $E_s$ , celle aux bornes de la self;  $E$ , la tension efficace aux extrémités du circuit et  $Q$  le facteur de surtension.

\* Dans le cas général, c'est-à-dire pour une fréquence quelconque, l'impédance du circuit oscillant série est exprimée par :

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC}\right)^2}$$

expression dans laquelle R est la résistance ohmique de la bobine ;

$$2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC} = X_L - X_C$$

est la réactance.

A la résonance, lorsque  $LC = \frac{1}{4\pi^2 f^2}$ , on voit que Z se réduit à R.

La formule précédente explique le nom de *facteur de surtension* donné au coefficient  $Q$ .

Si par exemple, la tension appliquée aux extrémités du circuit résonnant-série est de 10 volts et le facteur  $Q$  du circuit égal à 20, la tension aux bornes du condensateur ou de la self atteint 200 volts. La tension d'isolement des éléments du circuit doit être prévu en tenant compte de la surtension qui se produit à la résonance.

**8. Le circuit résonnant-parallèle.** — Le groupement le plus usuel est l'association de la self en shunt sur le condensateur pour constituer un circuit résonnant parallèle, que l'on désigne souvent également par circuit anti-résonnant, ou plus fréquemment par circuit oscillant.

Le facteur de surtension du circuit a la même expression que celle indiquée précédemment. La fréquence de résonance est donnée par la même formule (*formule de Thomson*), que pour le circuit résonnant-série.

Toutefois la formule de Thomson n'est valable que si l'on néglige la résistance propre du circuit vis-à-vis de l'inductance et de la capacitance; en d'autres termes, si le facteur de surtension  $Q$  du circuit est suffisamment grand. Avec des circuits oscillants à faible  $Q$ , la formule n'est pas rigoureusement exacte car la fréquence de résonance est modifiée par la résistance qui se trouve en série dans le circuit oscillant.

A la résonance, l'oscillation correspondant à la fréquence d'accord ne traverse pas le circuit mais se localise dans celui-ci. L'impédance  $Z$  du circuit est *maximum* à la résonance. Sa valeur est donnée par l'expression :

$$(1) \dots\dots Z = \frac{(2 \pi fL)^2}{R}$$

dans laquelle  $f$  est la fréquence de résonance;  $L$ , la self-induction de la bobine et  $R$ , la résistance ohmique du circuit.

On sait qu'à la résonance, l'inductance égale la capacitance : l'expression (1) peut donc s'écrire :

$$Z = 2 \pi fLQ = \frac{Q}{2 \pi fC}$$

On exprime aussi quelquefois  $Z$  sous une autre forme obtenue en remplaçant  $2 \pi f$  dans la formule (1) par sa valeur  $1/\sqrt{LC}$  tirée de la formule de Thomson :

$$Z = \frac{L}{CR}$$

$L$ , étant la self-induction;  $C$ , la capacité et  $R$  la résistance ohmique du circuit.

On démontre qu'à la résonance, le courant dans le circuit oscillant est  $Q$  fois supérieur au courant débité par la source alternative qui alimente le circuit.

Cette remarque est essentielle à observer pour la réalisation pratique des circuits oscillants d'émission : elle explique la

nécessité d'utiliser des *conducteurs de grande surface* pour constituer les bobinages ou les connexions d'un circuit accordé d'émetteur.

Le courant de circulation dans le circuit oscillant est d'autant plus grand que le facteur de surtension du circuit est lui-même plus grand. Mais, à impédance égale, la relation :

$$Z = \frac{Q}{2 \pi f C}$$

montre que le facteur de surtension est d'autant plus grand que l'on utilise une capacité élevée pour réaliser l'accord du circuit.

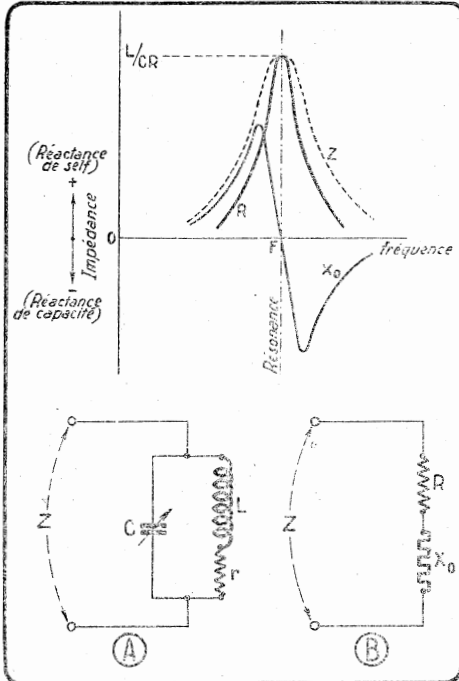


FIGURE 2. — Le circuit résonnant parallèle A peut être ramené conventionnellement à un circuit série équivalent B composé d'une résistance R et d'une réactance (+ de self ou - de capacité)  $X_0$  qui varie avec la fréquence comme le représentent les courbes ci-dessus.

On a  $Z = \sqrt{R^2 + X_0^2}$   
 avec  $R_{\max} = L/CR$

Un circuit oscillant à grosse capacité doit donc être construit avec un conducteur à grande surface (tube) tandis qu'un circuit à faible capacité d'accord peut être réalisé en fil comparativement moins gros.

Lorsque le courant traversant le circuit oscillant possède une fréquence inférieure à la fréquence d'accord, il se propage sur-

tout par la self. La capacitance est moins élevée que la réactance de self : l'effet de la self est prépondérant. Le circuit oscillant présente une réactance inductive ( $2\pi fL > 1/2\pi fC$ ).

Lorsque le courant traversant le circuit oscillant possède une fréquence supérieure à la fréquence d'accord; il se propage surtout par la capacité. L'inductance est moins élevée que la capacitance : l'effet de la capacité est prépondérant. Le circuit oscillant présente une réactance capacitive ( $1/2\pi fC > 2\pi fL$ ).

L'expression :

$$Z = \frac{L}{CR}$$

de l'impédance d'un circuit oscillant parallèle à la résonance \* montre que Z est d'autant plus grand que la résistance est petite. Elle serait infinie pour un circuit sans résistance.

La résistance ohmique du circuit (résistance propre H.F., pertes etc...) empêche que l'impédance prenne une valeur très grande.

En outre, lorsque le circuit oscillant est utilisé pratiquement il est branché soit dans le circuit grille, soit dans le circuit plaque d'un tube (*figure 2*). On admet que pour la fréquence

\* Dans le cas général, c'est-à-dire pour une fréquence quelconque, l'impédance du circuit oscillant parallèle est exprimée par :

$$(1) \dots\dots Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 - 4\pi^2 f^2 LC)^2 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}{R^2 + 4\pi^2 f^2 L^2}}}$$

formule dans laquelle R est la résistance ohmique de la bobine.

En négligeant  $R^2$  devant  $4\pi^2 f^2 L^2$ , l'expression devient :

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\frac{(1 - 4\pi^2 f^2 LC)^2 + 4\pi^2 f^2 R^2 C^2}{4\pi^2 f^2 L^2}}}$$

A la résonance, puisque  $LC = \frac{1}{4\pi^2 f^2}$

on retrouve bien, toutes simplifications faites :

$$Z = \frac{L}{CR}$$

La formule générale (1) peut aussi s'écrire, en négligeant purement et

$$\text{simplement R : } Z = \frac{2\pi fL}{4\pi^2 f^2 LC - 1} = \frac{1}{2\pi fC - \frac{1}{2\pi fL}} = \frac{1}{\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}}$$

$X_C$  étant la réactance de capacité, et  $X_L$  la réactance de self.

utile, l'impédance du circuit oscillant se réduit à une résistance pure (non inductive). S'il en est autrement la composante « réactance », ajoutée à cette résistance, modifie les conditions de fonctionnement, notamment lorsqu'il s'agit du circuit d'utilisation d'un étage d'émetteur.

**CIRCUIT OSCILLANT CHARGÉ.** — Lorsque le circuit oscillant est utilisé pour l'excitation grille d'une lampe, il se trouve en parallèle sur l'impédance grille (à chaud, c'est-à-dire en fonctionnement) d'entrée du tube, impédance d'autant plus faible que la lampe fonctionne sur une fréquence élevée. Au surplus, la résistance filament-grille de la lampe n'est pas négligeable lorsque la grille devient positive et qu'il existe alors un courant grille.

Si le circuit oscillant est monté dans le circuit plaque de la lampe finale, il sert à réaliser le transfert d'énergie au circuit d'antenne auquel il est couplé. L'effet de la charge ainsi provoquée est, dans le cas qui nous occupe, identique à celui d'un shunt.

Or, shunter un circuit oscillant, ou le « charger » par un circuit d'utilisation agit comme si l'on augmentait la résistance en série dans le circuit.

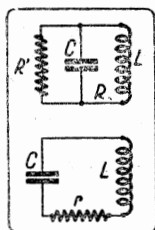


FIGURE 3. — Lorsque le circuit oscillant LCR est utilisé pratiquement, il se trouve shunté par une résistance R' qui est équivalente à une résistance r montée en série dans le circuit oscillant.

En effet soit L, C et r les constantes caractéristiques du circuit oscillant considéré et Q son facteur de surtension (figure 3).

La formule qui exprime la valeur de Q du circuit oscillant considéré isolément est :

$$(1) \dots\dots Q = \frac{1}{2 \pi f C r} = \frac{2 \pi f L}{r}$$

L'impédance du circuit oscillant isolé à la résonance est :

$$(2) \dots\dots z = \frac{L}{C r}$$

Lorsque la résistance R' se trouve en parallèle sur le circuit oscillant, l'impédance de l'ensemble est :

$$\frac{1}{Z} = \frac{1}{z} + \frac{1}{R'}$$

d'où :

$$Z = \frac{L R'}{C R' r + L}$$

que l'on peut écrire :

$$(3) \dots\dots Z = \frac{L}{C} \left( \frac{1}{r + L/C R'} \right)$$

Les deux formules (2) et (3) sont de la même forme. On voit que le fait de mettre une résistance  $R'$  en parallèle sur le circuit revient à augmenter la résistance de ce circuit, la nouvelle valeur étant :

$$r + L/CR'$$

Mais la résistance ohmique  $r$  propre du circuit oscillant est généralement petite et négligeable devant  $L/CR'$ . On peut ne conserver que cette dernière valeur dans les calculs, afin de les simplifier.

En la portant dans la formule (1), on voit que si l'on shunte le circuit par la résistance  $R'$ , le facteur de surtension devient :

$$(4) \dots\dots Q = \frac{R'}{2 \pi fL} = 2 \pi fCR'$$

On en déduit :

$$(5) \dots\dots \frac{R'}{Q} = 2 \pi fL$$

L'impédance du circuit à la résonance est :

$$(6) \dots\dots Z = 2 \pi fLQ$$

c'est-à-dire  $R'$ , d'après (4).

Or, l'impédance peut aussi s'écrire :

$$(7) \dots\dots Z = \frac{(2 \pi fL)^2}{r}$$

En comparant (6) et (7), on a :

$$R' r = (2 \pi fL)^2$$

et en remplaçant  $2 \pi fL$  par sa valeur exprimée dans (5) :

$$R' r = \left( \frac{R'}{Q} \right)^2$$

d'où :

$$R' = Q^2 r$$

relation qui exprime que la résistance  $R'$  qui shunte le circuit oscillant produit le même effet qu'une résistance  $r$  montée en série dans le circuit et dont la valeur serait  $Q^2$  fois plus petite.

Le même résultat est obtenu lorsque le circuit oscillant débite de l'énergie, s'il est relié à une antenne, par exemple, qui agit comme une charge sur le circuit oscillant\*.

Ainsi, un circuit oscillant de facteur  $Q = 10$ , utilisé avec une résistance de charge qui le shunte de 5.000 ohms, peut être considéré comme s'il comprenait en série une résistance de 50 ohms.

\* A condition que la charge à laquelle est soumise le circuit oscillant soit purement résistante, ce qui n'existe qu'avec une antenne rigoureusement établie. Si la charge présente une réactance (de self ou de capacité), dans le cas par exemple d'une antenne accordée trop longue ou trop courte, l'action n'est plus la même. La charge du circuit a notamment pour effet de désaccorder ce dernier: son réglage n'est plus le même qu'en l'absence de charge extérieure.



Cette valeur n'est pas du tout négligeable : elle a pour effet de réduire le facteur de surtension, comme nous allons le voir.

L'expression générale de  $Q$  est :

$$Q = \frac{2 \pi f L}{R}$$

en désignant par  $R$  la résistance propre du circuit.

Lorsque le circuit est shunté par la résistance  $R'$ , ce qui revient à introduire une résistance série  $r$  égale à  $R'/Q^2$ , la nouvelle valeur de  $Q$  devient :

$$Q' = \frac{2 \pi f L}{R + r}$$

Le rapport du nouveau facteur de surtension  $Q'$  à l'ancien  $Q$ , est donc :

$$\frac{Q'}{Q} = \frac{R}{R + r}$$

La résistance-série équivalente qui a été introduite est toujours au moins d'une dizaine à une vingtaine de fois plus élevée que la résistance propre du circuit oscillant. On en déduit que le facteur réel de surtension d'un circuit d'émission *en charge* dans un circuit d'utilisation est de 10 à 20 fois plus petit que le facteur théorique  $Q$  du circuit considéré isolément.

**9. Importance du facteur  $Q$  dans les circuits oscillants d'émission.** — L'importance du facteur  $Q$  d'un circuit oscillant utilisé avec une lampe d'émission n'est pas seulement relative, comme pour la réception, à l'amplification fournie (la tension de sortie disponible aux bornes du circuit oscillant est proportionnelle à l'impédance de celui-ci, donc au coefficient  $Q$ ).

Elle est aussi très grande vis-à-vis de la stabilité de fréquence des oscillations entretenues ou amplifiées par la lampe et du pourcentage d'harmoniques produits et transmis au circuit d'utilisation.

**AMPLIFICATION POSSIBLE.** — L'impédance du circuit oscillant à la résonance a pour expression :

$$Z = \frac{L}{C R}$$

Il est donc possible d'obtenir pour celle-ci une valeur élevée en réduisant au minimum la résistance propre  $R$  du circuit et en faisant le rapport de la self  $L$  à la capacité  $C$  aussi grand que possible.

Rendre la résistance  $R$  du circuit aussi petite qu'on le peut est surtout une question de réalisation pratique obtenue par la bonne construction du circuit, son isolement soigné, le choix des conducteurs, la perfection des contacts électriques, etc... On s'efforce toujours dans les circuits H.F. de réduire les pertes au minimum.

On peut donner au rapport  $L/C$  une grande valeur en choisissant pour réaliser l'accord une faible capacité et une

self élevée. On pourrait même le rendre très grand en supprimant le condensateur d'accord, C se réduisant alors aux capacités parasites inévitables (lampe, self et connexions).

Mais les conditions de stabilité et de réduction d'harmoniques, que nous examinons ensuite, obligent à prendre une valeur élevée de la capacité vis-à-vis de la self. Lorsqu'il s'agit du circuit oscillant d'un émetteur radiotéléphonique, il importe encore davantage que la capacité soit relativement grande afin que l'effet de volant du condensateur soit très grand, procurant une modulation linéaire sans distorsion d'amplitude.

RÉDUCTION DES HARMONIQUES. — Selon le fonctionnement des lampes utilisées à l'émission, le circuit anodique reçoit des impulsions durant une partie seulement du cycle H.F. \*. Plus le facteur de surtension est élevé, plus le courant de circulation dans le circuit oscillant est intense et, par suite, plus « l'effet de volant » du condensateur produit par l'énergie emmagasinée entre les impulsions successives intervient pour atténuer les pointes brusques du courant, réduire l'importance des harmoniques et donner une oscillation fondamentale intense (figure 4).

Exprimons, en effet, l'impédance  $Z_1$  du circuit oscillant à la résonance pour le courant de fréquence  $f_1$  correspondant à l'oscillation fondamentale.

$$\text{On a :} \quad Z_1 = \frac{L}{CR} = Q^2 R$$

Pour la fréquence  $f_2 = 2f_1$  de l'harmonique 2, le circuit oscillant présente une impédance  $Z_2$  que l'on peut exprimer par la formule indiquée au nota \* de la page 20.

$$Z_2 = \frac{1}{4\pi f_1 C - \frac{1}{4\pi f_1 L}}$$

Après simplifications, puisque :

$$2\pi f_1 C = \frac{1}{2\pi f_1 L} \quad \text{et} \quad Q = \frac{1}{2\pi f_1 CR}$$

on obtient :

$$Z_2 = \frac{2}{3} QR$$

L'impédance du circuit oscillant pour la fréquence  $f_2$  de l'harmonique est, par rapport à l'impédance pour la fondamentale :

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{2}{3Q}$$

ce qui montre que, plus le facteur de surtension  $Q$  est élevé,

\* Ce mode de fonctionnement est caractéristique des amplificateurs de la classe B, BC ou C. Voir chapitre II : Les Lampes.

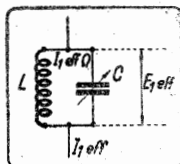
plus l'impédance du circuit bouchon vis-à-vis de l'harmonique 2 est faible par rapport à l'impédance pour l'oscillation fondamentale. En outre, les harmoniques plus élevés sont court-circuités par la capacité d'une manière encore plus forte \*.

CONDITION DE FORME. — Avec un grand facteur de surtension et toutes choses égales par ailleurs, le courant qui parcourt le circuit oscillant est en pratique purement sinusoïdal, même lorsque le courant anodique de la lampe qui l'alimente est fortement déformé.

FIGURE 4. —  $I_{eff}$  est l'intensité efficace de l'harmonique 1 du courant anodique HF sur lequel est réglé le circuit oscillant LC.

$E_{eff}$  est la tension HF efficace aux bornes du circuit oscillant.

Puisque le courant de circulation  $I_{eff}$  Q à l'intérieur du circuit oscillant est Q fois plus grand que le courant alternatif  $I_{eff}$  qui traverse le circuit, le produit de la tension  $E_{eff}$  par le courant de circulation est évidemment Q fois supérieur à la puissance HF disponible.



Le circuit oscillant anodique d'une lampe amplificatrice de puissance fonctionnant en régime impulsif n'est excité que durant une partie du cycle, mais doit restituer son énergie pendant toute la durée de celui-ci, sous une forme sinusoïdale.

L'énergie fournie au circuit oscillant et emmagasinée dans celui-ci peut s'exprimer sous la forme :

$$W_t = \frac{L I^2}{2} = \frac{C E^2}{2}$$

L, étant le coefficient de self du circuit oscillant (en henrys); C, sa capacité (en farads); E, l'amplitude de la tension haute fréquence de plaque (en volts) et I, l'amplitude de l'intensité H.F. (en ampères) dans le circuit oscillant.

On démontre que l'énergie  $W_t$  fournie au circuit oscillant doit être comprise entre 2 et 4 fois l'énergie  $W_u$  utile c'est-à-dire restituée par le circuit oscillant, afin que les oscillations du courant anodique reproduisent la forme sinusoïdale de la tension de haute fréquence appliquée à la grille.

Si l'énergie  $W_t$  est plus petite, la forme sinusoïdale n'est plus conservée : d'importants harmoniques apparaissent qui absorbent de l'énergie en pures pertes et réduisent le rendement. Si l'énergie  $W_t$  est plus grande, les pertes augmentent également : elles sont dues, cette fois, à l'importance prépondérante de l'effet Joule, de l'hystérésis, de l'induction parasite, etc...

Il convient donc de choisir judicieusement le rapport d'énergie qui définit « l'effet de volant » du circuit ou, ce qui re-

\* Pour l'harmonique 3, on trouverait  $\frac{Z_3}{Z_1} = \frac{3}{8Q}$ . Avec  $Q = 6$  (push-pull en télégraphie), le rapport est de 1 à 16.

vient au même, le rapport de puissance fournie  $P_f$  à la puissance utilisée  $P_u$ , qui lui aussi doit être compris entre 2 et 4.

$$2 < \frac{P_f}{P_u} < 4$$

Nous allons voir qu'il est relié de façon simple à la valeur du facteur de surtension du circuit, dont la prédominance est aussi grande en émission qu'en réception.

**10. Valeur du facteur Q des circuits d'émission.** — Nous allons déterminer, d'après les remarques précédentes, la valeur du facteur de surtension Q d'un circuit d'émission, en ne considérant pas celui-ci isolément, mais monté avec lampe et charge d'utilisation, c'est-à-dire dans les conditions pratiques d'emploi réel.

Nous connaissons, en effet, le rapport indispensable d'énergie pour que le circuit oscillant restitue une oscillation sinusoïdale sous l'effet des brusques impulsions qu'il recevait : rapport de 2 à 4.

Pour comparer ces deux énergies, il faut les évaluer pendant le même temps, c'est-à-dire comparer les puissances mises en jeu.

La puissance *fournie* au circuit oscillant est :

$$P_f = f \frac{C E^2}{2} = f \frac{L I^2}{2}$$

puisque le condensateur se charge par seconde un nombre de fois égal à la fréquence du courant H.F. d'intensité maximum  $I$  et de tension maximum  $E$  qu'il reçoit.

La puissance *utile* dissipée, fournie ou restituée par le circuit oscillant (puissance de sortie) est :

$$P_u = R \left( \frac{I}{\sqrt{2}} \right)^2$$

si l'on désigne par  $R$ , la résistance ohmique *totale* du circuit, la charge extérieure étant ramenée à une résistance série, et  $I/\sqrt{2}$  représentant l'intensité efficace du courant dans le circuit.

Le rapport  $P_f/P_u$  s'écrit, après simplification :

$$\frac{P_f}{P_u} = \frac{fL}{R}$$

que l'on peut exprimer en fonction du facteur de surtension Q du circuit :

$$Q = \frac{2 \pi fL}{R}$$

$$\frac{P_f}{P_u} = Q/2\pi$$

La condition trouvée précédemment (page 26) :

$$2 < \frac{P_r}{P_u} < 4$$

peut donc s'exprimer ainsi :

$$4\pi < Q < 8\pi, \text{ soit environ } 12 < Q < 25$$

Le facteur Q de surtension du circuit en charge doit être compris entre 12 et 25 afin de réaliser une bonne stabilité de fonctionnement, un rendement élevé et la réduction sensible des harmoniques.

Le facteur Q des circuits des émetteurs commerciaux modernes est plus voisin de 25 que de 12 : cependant on peut adopter dans les installations de petite puissance, telles les stations d'amateurs, une valeur de 12, avec laquelle le rendement en télégraphie est satisfaisant.

Le facteur Q doit être plus élevé pour un circuit d'émetteur téléphonique : on adopte généralement la valeur de 20.

Pour un auto-oscillateur il faudrait adopter un Q de 30 au moins afin de réaliser une bonne stabilité. Mais ce montage ne doit pas être utilisé en étage final d'un émetteur.

Lorsque le montage final est un push-pull, la même condition que précédemment doit être satisfaite. Toutefois le circuit oscillant reçoit le double d'impulsions puisque les lampes fonctionnent en opposition (*figure 5*). On peut donc choisir dans chaque cas, télégraphie ou téléphonie, une valeur demie de celle des montages monolampes et obtenir les mêmes caractéristiques de rendement, de stabilité et de pourcentage minimum d'harmoniques.

En résumé, on peut adopter les valeurs suivantes pour le facteur de surtension Q des circuits oscillants montés dans les circuits d'émission, en utilisation normale :

Lampe classe C	Q
Amplificateur télégraphique monolampe . . . . .	12
Amplificateur télégraphique push-pull . . . . .	6
Amplificateur téléphonique monolampe . . . . .	20
Amplificateur téléphonique push-pull . . . . .	10
Auto-oscillateur . . . . .	30

Si l'on adopte pour le facteur de surtension Q du circuit oscillant d'un étage final une valeur différente de celle indiquée, il en résulte :

— AVEC UNE VALEUR TROP ÉLEVÉE, un courant haute fréquence de circulation excessif dans le circuit oscillant, d'où des pertes plus grandes, et un courant d'antenne réduit. La syntonie étant très poussée, il peut également résulter, dans le cas d'une émission en téléphonie, une atténuation des fréquences élevées de la modulation, dans les bandes latérales.

— AVEC UNE VALEUR TROP FAIBLE, le maximum du courant d'antenne ne se produit pas pour le réglage où le courant anodique de la lampe alimentant le circuit oscillant est minimum. Le rendement n'est pas satisfaisant.

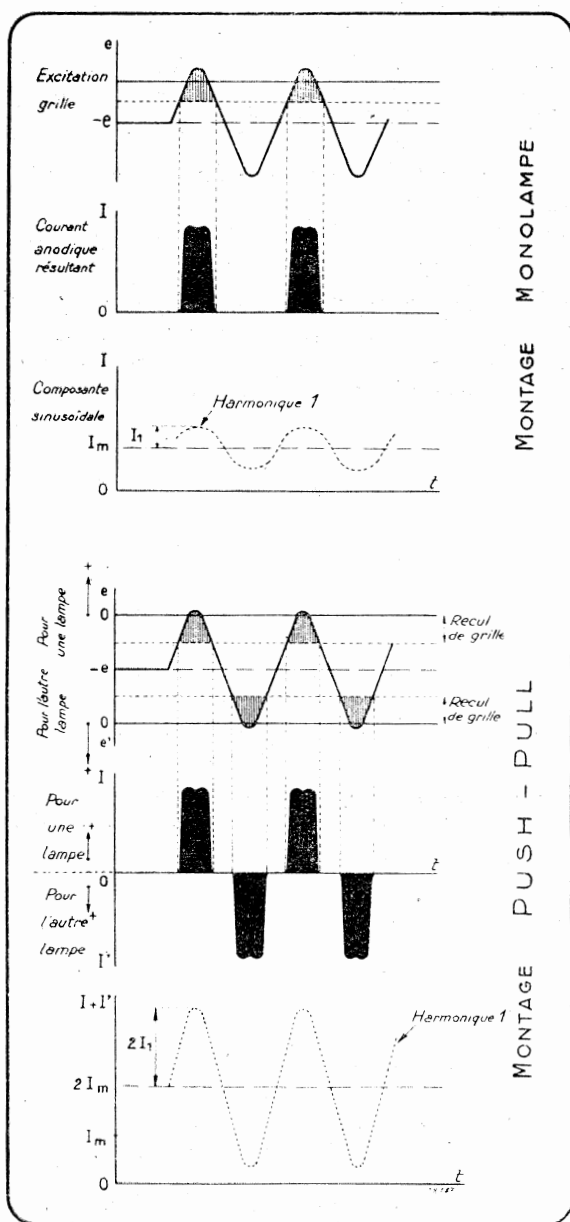


FIGURE 5. — Le circuit anodique d'un montage push-pull reçoit le double d'impulsions vis-à-vis du montage monolampe. L'effet de voiant du circuit oscillant peut donc être plus faible tout en conservant la même efficacité. Par ailleurs, avec le montage push-pull les harmoniques 2 (et en général les harmoniques pairs) sont annulés.

## II. Calcul pratique des circuits oscillants. — La relation :

$$(1) \dots\dots Z = 2 \pi f L Q = \frac{Q}{2 \pi f C}$$

montre qu'en se fixant le facteur de surtension on peut déterminer la self  $L$  et la capacité  $C$  qu'il faut employer pour réaliser un circuit de qualité  $Q$ , si l'on connaît l'impédance  $Z$  présentée par le circuit oscillant, pour la fréquence  $f$  considérée.

Or la valeur de l'impédance  $Z$  peut se calculer en fonction de la tension anodique continue  $E$  appliquée à la lampe et de l'intensité  $I$  du courant continu de plaque. Elle n'est pas égale à la valeur de la tension anodique, divisée par celle de l'intensité. L'impédance présentée par la composante sinusoïdale de l'oscillation fondamentale (harmonique 1) au courant pulsatoire d'anode a une valeur proportionnelle à la *résistance apparente*  $R$  de la lampe en fonctionnement. On appelle ainsi le rapport de la tension anodique appliquée à la lampe, à la valeur moyenne de la composante continue du courant plaque, qui est l'intensité lue au milliampermètre anodique.

Le calcul et l'expérience montrent que le facteur de proportionnalité qui lie  $Z$  à  $R$  dépend du rendement de la lampe et de l'angle de passage du courant anodique\*.

Il faudrait donc faire le calcul des circuits oscillants dans chaque cas particulier d'utilisation des lampes, d'après le rendement de l'étage et l'angle de passage du courant anodique. Une telle précision est difficile, ou même impossible pour l'amateur désireux de connaître à priori les caractéristiques du circuit à construire pour une lampe d'après les indications figurant dans les catalogues. Aussi déterminerons-nous simplement les caractéristiques moyennes des circuits oscillants, celles qui donnent en pratique d'excellentes approximations.

Nous indiquerons plus loin\*\* que la tension instantanée d'anode d'une lampe, qui fixe l'amplitude de la tension alternative  $E$  de haute fréquence disponible au circuit plaque, ne dépasse pas les 8/10 de la tension continue  $E$  de plaque. Au surplus, l'angle de passage du courant anodique d'un amplificateur de la classe C est généralement, dans des conditions normales d'utilisation, au voisinage de 60°. Ces indications permettent de déterminer la valeur de l'impédance  $Z$  du circuit oscillant de plaque en fonction de la valeur  $R$  de la résistance apparente de la lampe.

Sachant que\*\*\* l'intensité  $I_1$  de l'harmonique 1 du courant alternatif de plaque est 1,79 fois le courant continu  $I$ , pour un angle de passage de 60° (figure 6). On peut écrire, en effet :

$$Z = \frac{E}{I_1} = \frac{0,8 E}{1,79 I}$$

d'où :

$$(2) \dots\dots Z = 0,45 R$$

\* Pour l'explication de ces termes, voir le chapitre sur les lampes, page 74.

\*\* Voir chapitre II, page 76.

\*\*\* Voir en particulier *P.I.R.E.*, vol. 22, pp. 359 à 373 (mars 1934).

Dans le cas d'un amplificateur de la classe B où l'angle de passage est de  $90^\circ$ , l'impédance a une valeur moitié de la précédente. Mais l'on peut adopter un coefficient Q deux fois plus petit, sans réduire le rendement, affecter la stabilité ni augmenter la proportion d'harmoniques ; la durée des

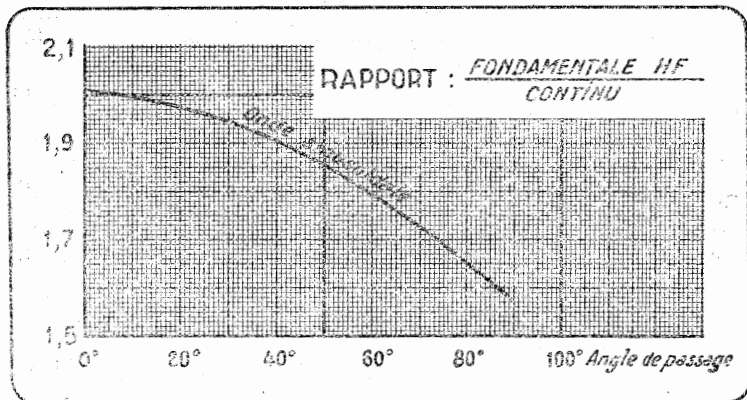


FIGURE 6. — Le rapport du courant HF de l'oscillation fondamentale au courant continu dépend de l'angle de passage  $\theta$ ; pour  $\theta = 60^\circ$ , le rapport est de 1.79. Cette courbe est la représentation graphique de l'expression  $\frac{I_1}{I_m}$  donnée en nota page 103.

impulsions du courant plaque s'étend en effet au cycle complet et non simplement à une fraction de celui-ci, comme dans le cas d'un fonctionnement en classe C. Si bien que les résultats obtenus, avec l'hypothèse précédente, sont encore valables pour un amplificateur de la classe B. Ils conviennent sauf indications spéciales à tous les circuits oscillants de l'étage final des émetteurs.

En portant la valeur de Z donnée par (2) dans (1), on obtient toutes simplifications faites :

$$(3) \dots\dots Q = \frac{0,07 R}{fL} = 2,83 fCR$$

formule pratique qui permet de déterminer la capacité C et la self-induction L d'un circuit oscillant réalisant un facteur de surtension Q donné, lorsque l'on connaît la résistance apparente de la lampe avec laquelle le circuit est utilisé.

12. Calcul de la capacité à utiliser dans un circuit oscillant. — Nous déduisons de l'expression (3) la valeur de la capacité C du circuit oscillant :

$$C = \frac{0,354 Q}{fR}$$



En exprimant C en micromicrofarads, f en mégacycles et R en ohms, on a :

$$C = \frac{354.000 Q}{fR}$$

Afin de rendre cette formule valable dans tous les cas, on prend comme expression de C :

$$(4) \dots\dots C = \frac{354.000 Q}{KfR}$$

R étant la résistance apparente de la lampe en fonctionnement, exprimée en ohms ; Q, le facteur de surtension ou qualité du circuit ; f, la fréquence d'accord en mégacycles et K un coefficient dépendant du montage du circuit oscillant.

K est égal à 1 dans le cas du circuit oscillant classique qui a servi à l'établissement des formules (figure 7 A).

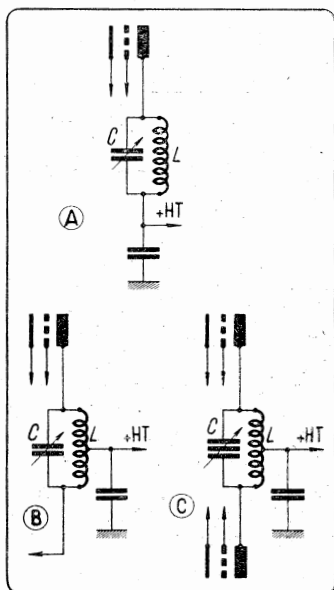


FIGURE 7. — Suivant la constitution du circuit anodique, il faut choisir une valeur bien déterminée pour la self et la capacité du circuit accordé.

- A : circuit 1, montage ordinaire sans neutrodynage
- B : circuit 2, montage avec neutrodynage plaque.
- C : circuit 3, montage push-pull

K doit être pris égal à 4 dans le cas d'un circuit oscillant dont la self est à prise médiane, montage utilisé pour réaliser le neutrodynage « par la plaque » \* ou obtenir l'attaque d'un étage push-pull par exemple (figure 7 B).

En effet, la moitié seule de la self se trouve dans le circuit anodique de la lampe. La moitié du circuit oscillant doit donc présenter la même impédance que le circuit complet du montage classique.

\* Voir p. 316, les différents procédés de neutrodynage. Dans le cas d'un neutrodynage par la grille, la self plaque ne comporte aucune prise et le montage du circuit plaque est celui de la fig. 7 A. Le coefficient K doit être pris égal à 1.

On pourrait croire que l'impédance totale du circuit doit être tout simplement le double pour que cette condition soit réalisée. Mais il s'agit en réalité d'un auto-transformateur comme nous le verrons plus loin dans l'étude des circuits couplés. L'impédance varie le long de la self comme le carré du nombre de spires.

La prise se trouvant au milieu de la self, l'impédance du circuit oscillant entier doit être égale à quatre fois celle nécessaire pour la lampe. C'est la raison pour laquelle la résistance R doit être multipliée par 4 dans la formule générale (figure 8).

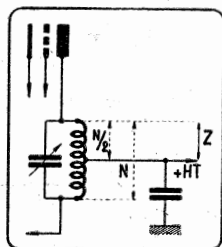


FIGURE 8. — Lorsque la self anodique comporte une prise médiane, seule la moitié de la bobine se trouve dans le circuit anodique. Le restant de la self se comporte comme l'enroulement d'un autotransformateur.

Dans le cas d'un push-pull (figure 7 C), K est égal à 4. Chaque des lampes fonctionnent successivement durant chaque alternance du cycle haute fréquence avec, alternativement, pour circuit d'utilisation la moitié seulement du circuit oscillant, comme dans le montage précédent.

A noter que dans le cas du push-pull, les valeurs adoptées pour le coefficient de surtension Q sont la moitié de celles prises pour des circuits utilisés avec montage monolampe.

Si plusieurs lampes sont utilisées en parallèle, la formule générale demeure toujours valable, en choisissant K et Q suivant la forme du circuit oscillant anodique et le montage des lampes. La valeur de R est obtenue en divisant la valeur de la tension plaque par celle de l'intensité totale du courant consommé par les lampes en parallèle.

### 13. Calcul de la self à utiliser dans un circuit oscillant. —

Nous déduisons de l'expression (3) du facteur de surtension Q trouvée précédemment la valeur de la self L à utiliser dans le circuit oscillant :

$$L = \frac{0,07 R}{fQ}$$

formule dans laquelle L est le coefficient de self en microhenrys ; R, la résistance apparente de la lampe en fonctionnement exprimée en ohms ; Q, le facteur de surtension ou qualité du circuit, et f, la fréquence d'accord en mégacycles.

Pour tenir compte des différents cas d'utilisation des circuits oscillants, nous ferons rentrer dans cette expression le facteur K, de la même façon que pour les calculs de capacité. K a la même valeur que précédemment : 1, 2 ou 4.

La formule :

$$(5) \dots\dots L = \frac{0,07 K R}{fQ}$$

est valable dans l'hypothèse où la résistance ohmique propre du circuit oscillant est négligeable.

Elle donne par un calcul simple le coefficient de self L de la bobine. Toutefois la connaissance de cette valeur n'est pas suffisante à l'amateur pour établir la self d'un circuit oscillant qu'il réalise. Il faut en déduire les caractéristiques du bobinage.

Les selfs utilisés à l'émission sont toujours pratiquement des enroulements en solénoïde (bobinages cylindriques à une seule couche). La formule suivante (*formule de Nagaoka*) donne le coefficient de self d'une telle bobine :

$$L = C \frac{d^2 n^2}{a}$$

dans laquelle L est le coefficient de self ; d, le diamètre du bobinage ; n, le nombre de spires et a, la longueur d'enroulement, C étant un coefficient propre au bobinage et dépendant du rapport du diamètre à la longueur de l'enroulement.

#### 14. Tableaux de caractéristiques des circuits oscillants. —

Les tableaux suivants indiquent la capacité et la self qu'il convient d'utiliser dans les différents circuits oscillants d'émetteurs pour les gammes 160 (1.775 kcs.), 80 (3.550 kcs.), 40 (7.100 kcs.), 20 (14.200 kcs.) ou 10 mètres (28.400 kcs.).

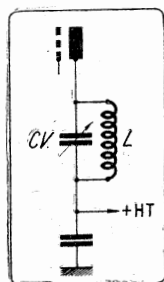
A chaque valeur de R en ohms, qui est le rapport de la tension plaque en volts au débit anodique de l'étage en ampères correspondent des caractéristiques de self et de capacité avec lesquelles le circuit possède un facteur de surtension donné. Lorsque R est compris entre deux valeurs du tableau, il faut prendre aussi CV et L compris entre les valeurs correspondantes.

Les valeurs indiquées sont celles obtenues à l'aide des formules. Il est évident que ces données ne peuvent être appliquées rigoureusement dans tous les cas, puisque tous les calculs ont été faits en supposant négligeable la résistance ohmique propre du circuit oscillant. Ce n'est pratiquement pas le cas lorsque la self est importante.

La valeur de la capacité n'est pas seulement celle du condensateur d'accord, mais aussi celle parasite provenant des connexions et principalement la capacité interne de la lampe, qui est dans certains cas relativement importante.

Les capacités parasites sont encore avec des lampes spéciales pour émission à faible puissance et pour un montage rationnel des connexions, de l'ordre de 10  $\mu$ F. Lorsque les tableaux indiquent une capacité de condensateur d'accord inférieure à cette valeur, la capacité totale effectivement en parallèle aux bornes de la self est plus grande, ce qui revient à adopter un facteur Q plus grand pour le circuit.

Lorsque la lampe utilisée avec le circuit oscillant est une pentode ou une lampe à écran, l'impédance qu'elle présente en parallèle sur le circuit oscillant est très grande, ce qui conduirait, d'après les tableaux, à adopter une faible capacité et une grande self. Dans ce cas, la résistance ohmique série propre au circuit n'est plus négligeable et les données indiquées ne



## CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT DE LA FIGURE 7 A

(Circuit 1)

Fonctionnement en télégraphie

$Q = 12$

Circuit 1

R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
	ohms	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$
2.000	1.200	6,76	600	3,38	300	1,69	150	0,845	75	0,423
3.000	800	10,1	400	5,07	200	2,54	100	1,27	50	0,634
4.000	600	13,5	300	6,76	150	3,38	75	1,69	37	0,845
5.000	480	16,9	240	8,45	120	4,23	60	2,11	30	1,06
6.000	400	20,3	200	10,1	100	5,07	50	2,54	25	1,27
7.000	350	23,7	180	11,8	86	5,92	43	2,96	21	1,48
8.000	300	27,0	150	13,5	75	6,76	37	3,38	19	1,69
9.000	270	30,4	140	15,2	66	7,61	33	3,80	17	1,90
10.000	240	33,8	120	16,9	60	8,45	30	4,23	15	2,11
15.000	160	50,7	80	25,4	40	12,7	20	6,34	10	3,17
20.000	120	67,6	60	33,8	30	16,9	15	8,45	7,5	4,23
25.000	96	84,5	48	42,3	24	21,1	12	10,6	6,0	5,28
30.000	80	101	40	50,7	20	25,4	10	12,7	5,0	6,34

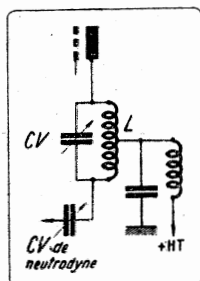
**CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT  
DE LA FIGURE 7 A**

(Circuit 1)

Fonctionnement en téléphonie

$Q = 20$

R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
ohms	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$
2.000	2.000	4,06	1.000	2,03	500	1,01	250	0,507	130	0,254
3.000	1.400	6,08	670	3,04	340	1,52	170	0,761	83	0,381
4.000	1.000	8,16	500	4,06	250	2,03	130	1,01	62	0,507
5.000	800	10,1	400	5,07	200	2,54	100	1,27	50	0,634
6.000	670	12,2	340	6,08	170	3,04	83	1,52	42	0,761
7.000	570	14,2	290	7,10	140	3,55	71	1,77	36	0,887
8.000	500	16,2	250	8,16	130	4,06	62	2,03	31	1,01
9.000	450	18,3	230	9,13	120	4,56	57	2,28	28	1,14
10.000	400	20,3	200	10,1	100	5,07	50	2,54	25	1,27
15.000	270	30,4	140	15,2	66	7,61	33	3,80	17	1,90
20.000	200	40,6	100	20,3	50	10,1	25	5,07	13	2,54
25.000	160	50,7	80	25,4	40	12,7	20	6,34	10	3,17
30.000	140	60,8	67	30,4	34	15,2	17	7,61	8,3	3,81



**CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT  
DE LA FIGURE 7 B**

(Circuit 2)

Fonctionnement en télégraphie

$Q = 12$

Circuit 2

R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
	ohms	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$
2.000	300	27,0	150	13,5	75	6,76	37	3,38	19	1,69
3.000	200	40,6	100	20,3	50	10,1	25	5,07	12	2,54
4.000	150	54,1	75	27,0	37	13,5	19	6,76	9,6	3,38
5.000	120	67,6	57	33,8	28	16,9	15	8,45	7,5	2,23
6.000	100	81,0	50	40,6	25	20,3	13	10,1	6,2	5,07
7.000	86	94,6	43	47,3	21	23,7	11	11,8	5,3	5,97
8.000	75	108	37	54,1	19	27,0	9,6	13,5	4,7	6,76
9.000	66	122	33	60,8	17	30,4	8,3	15,2	4,1	7,60
10.000	60	135	30	67,6	15	33,8	7,5	16,9	3,7	8,45
15.000	40	203	20	101	10	50,7	5,0	25,4	2,5	12,7
20.000	30	270	15	135	7,5	67,6	3,7	33,8	1,9	16,9
25.000	24	338	12	169	6,0	84,5	3,0	42,3	1,5	21,1
30.000	20	406	10	203	5,0	101	2,5	50,7	1,2	25,4

**CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT  
DE LA FIGURE 7 B**

(Circuit 2)

Fonctionnement en téléphonie

Q = 20

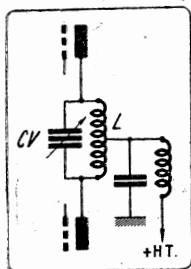
R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
	ohms	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$
2.000	500	16,2	250	8,16	130	4,06	62	2,05	31	1,01
3.000	340	24,5	170	12,2	83	6,12	42	3,06	21	1,53
4.000	250	32,6	130	16,2	62	8,16	31	4,06	16	2,03
5.000	200	40,6	100	20,3	50	10,1	25	5,07	13	2,54
6.000	170	49,0	83	24,5	42	12,2	21	6,12	10	3,06
7.000	140	57,1	71	28,6	36	14,3	18	7,14	8,9	3,57
8.000	130	64,3	62	32,6	31	16,2	16	8,16	7,9	4,06
9.000	120	73,5	57	36,7	28	18,4	14	9,18	7,0	4,59
10.000	100	81,6	50	40,6	25	20,3	13	10,1	6,2	5,07
15.000	66	122	33	61,2	17	30,6	8,3	15,3	4,2	7,65
20.000	50	162	25	81,6	13	40,6	6,2	20,3	3,1	10,1
25.000	40	203	20	101	10	50,7	5,0	25,4	2,5	12,7
30.000	33	245	17	122	8,3	61,2	4,2	30,6	2,1	15,3

**CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT  
DE LA FIGURE 7 C**

(Circuit 3)

Fonctionnement en télégraphie

$Q = 6$



Circuit 3

R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
	ohms	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$
2.000	150	54,1	75	27,0	37	13,5	19	6,76	9,3	3,38
3.000	100	81,6	50	40,6	25	20,3	12	10,1	6,2	5,07
4.000	75	108	37	54,1	19	27,0	9,6	13,5	4,7	6,76
5.000	60	135	30	67,6	15	33,8	7,5	16,9	3,7	8,45
6.000	50	162	25	81,6	13	40,6	6,2	20,3	3,1	10,1
7.000	43	189	21	94,6	11	47,3	5,3	23,7	2,7	11,9
8.000	37	216	19	108	9,6	54,1	4,7	27,0	2,3	13,5
9.000	33	243	17	122	8,3	60,8	4,1	30,4	2,1	15,2
10.000	30	270	15	135	7,5	67,6	3,7	33,8	1,9	16,9
15.000	20	406	10	203	5,0	101	2,5	50,7	1,2	25,4
20.000	15	541	7,5	270	3,7	135	1,9	67,6	0,9	33,8
25.000	12	676	6,0	338	3,0	169	1,5	84,5	0,7	42,3
30.000	10	816	5,0	406	2,5	203	1,2	101	0,6	50,7



**CARACTERISTIQUES DU CIRCUIT OSCILLANT  
DE LA FIGURE 7 C**

(Circuit 3)

Fonctionnement en téléphonie

$Q = 10$

R	1.775 Kc/s		3.550 Kc/s		7.100 Kc/s		14.200 Kc/s		28.400 Kc/s	
	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$	CV $\mu\mu\text{F}$	L $\mu\text{H}$
2.000	250	32,6	130	16,2	62	8,16	31	4,06	16	2,03
3.000	170	49,0	83	24,5	42	12,2	21	6,12	10	3,06
4.000	130	64,3	62	32,6	31	16,2	16	8,16	7,9	4,06
5.000	100	81,6	50	40,6	25	20,3	13	10,1	6,2	5,07
6.000	83	97,9	42	49,0	21	24,5	10	12,2	5,2	6,12
7.000	71	114	36	57,1	18	28,6	8,9	14,3	4,5	7,14
8.000	62	129	31	64,3	16	32,6	7,9	16,2	3,9	8,16
9.000	57	147	28	73,5	14	36,7	7,0	18,4	3,5	9,18
10.000	50	162	25	81,6	13	40,6	6,2	20,3	3,1	10,1
15.000	33	245	17	122	8,3	61,2	4,2	30,5	2,1	15,3
20.000	25	326	13	162	6,2	81,6	3,1	40,6	1,6	20,3
25.000	20	406	10	203	5,0	101	2,5	50,7	1,3	25,4
30.000	17	490	8,3	245	4,2	122	2,1	61,2	1,0	30,6

constituent plus que des approximations. Pour trouver des valeurs utilisables pratiquement, il suffit d'adopter pour le circuit oscillant un facteur  $Q$  plus élevé que celui qui figure en tête des tableaux. Pour un facteur  $Q$  double, la capacité est deux fois plus grande et la self deux fois plus petite. Dans le cas d'une seule lampe à écran, montée normalement (circuit 1), on peut toutefois utiliser les valeurs des premiers tableaux.

Les données des tableaux sont valables lorsque l'on considère un étage équipé de deux lampes en parallèle. La valeur de  $R$  est le rapport de la tension au débit anodique *total*.

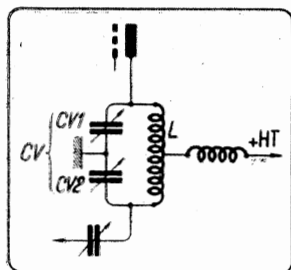


FIGURE 9. — Si l'on utilise, avec le circuit de la figure 7 B, un condensateur à double section, la capacité de chacune des sections CV1 et CV2 doit être égale à deux fois celle trouvée dans les tableaux.

Mais, si l'on monte une seconde lampe en parallèle sur une première, il convient de substituer à la capacité primitive du circuit une capacité double (demi-self) afin de conserver le même facteur  $Q$  du circuit. L'impédance qui shunte le circuit est en effet la moitié de ce qu'elle était auparavant et les formules montrent que  $C$  est inversement proportionnel à  $R$  \*.

Dans le cas d'utilisation d'un condensateur variable à deux sections, la capacité indiquée est celle qui résulte de l'associa-

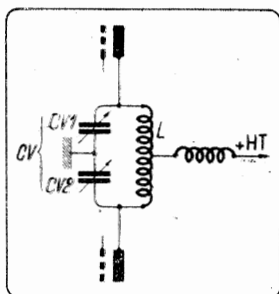


FIGURE 10. — Si le condensateur variable de la figure 7 C est un modèle double, il faut que la capacité de chacune des sections  $CV1 = CV2$  soit égale à deux fois celle trouvée dans les tableaux.

tion des deux sections du condensateur variable en série. Par exemple, dans le cas d'une capacité  $CV$  de  $25 \mu\mu F$  donnée par les tableaux, le condensateur double doit avoir deux sections identiques,  $CV1$  et  $CV2$ , de  $50 \mu\mu F$  chacune (figures 9 et 10).

\* Indiquons incidemment qu'il convient alors d'augmenter aussi le couplage d'antenne afin d'obtenir un débit anodique en charge double de celui d'une seule lampe.

15. Abaque pour la détermination des circuits oscillants.  
— La formule de Thomson :

$$L = \frac{1.000.000}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

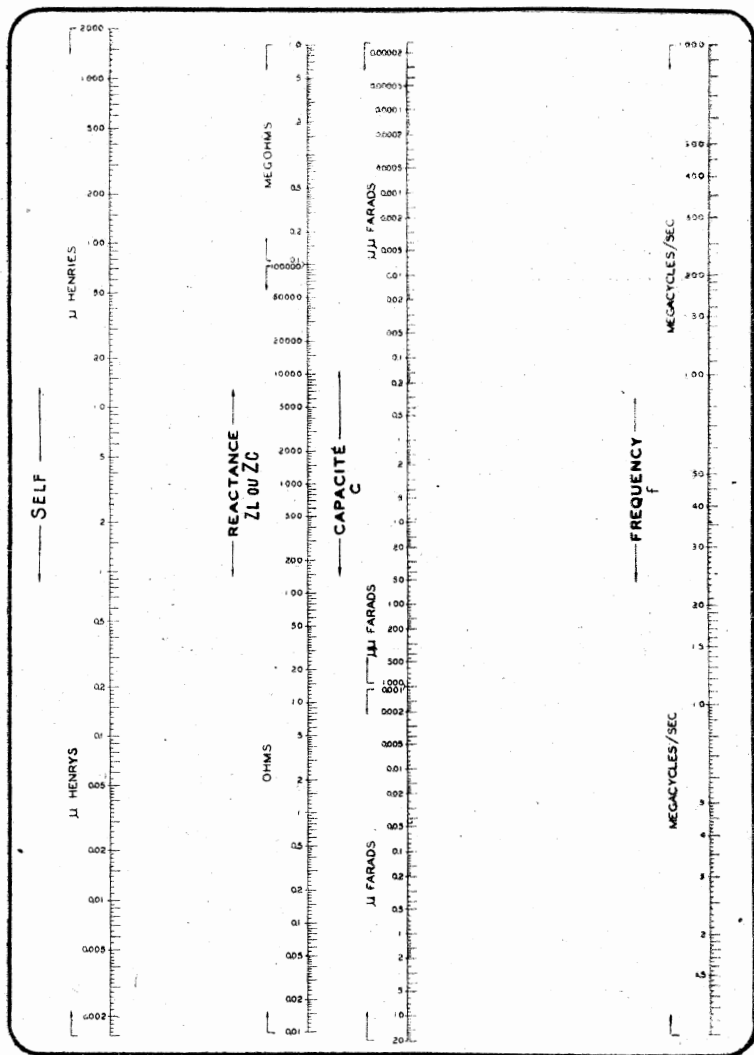


FIGURE 11. — On utilise cet abaque en alignant les points avec une règle comme le représente la figure 12.

permet de calculer la self d'un circuit oscillant pour obtenir avec une capacité connue l'accord sur une fréquence donnée et inversement.

L'abaque précédent (figure 11) donne sans calcul, par simple alignement de points les valeurs cherchées.

Cet abaque comprend quatre échelles verticales : celle de droite se rapporte aux fréquences de 1 à 1.000 mégacycles ; la seconde est l'échelle des capacités, graduée de 20 microfarads à 0,0002 microfarads ; la troisième indique la réactance ; la quatrième, celle de gauche, indique le coefficient de self, de 0,002 microhenry à 2.000 microhenrys.

EXEMPLE. — Supposons que l'on désire réaliser un circuit oscillant de 20 mètres (14,2 Mcs.) en utilisant un condensateur de 50  $\mu\text{F}$ . Quelle doit être la valeur de self à utiliser ?

On prend une règlette de papier qui sert à aligner les points des différentes échelles. On fait coïncider l'un des bords rectilignes du papier avec le point 14,2 Mcs. de l'échelle des fréquences et avec le point 50  $\mu\text{F}$  de l'échelle des capacités (figure 12).

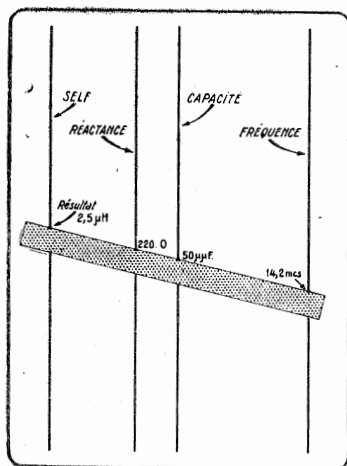


FIGURE 12. — L'alignement des points schématisé correspond à l'exemple donné dans le texte :

F d'accord : 14,2 mc/s

Capacité : 50  $\mu\text{F}$

Self : 2,5  $\mu\text{H}$

Réactance : 220 ohms.

La droite passant par ces deux points coupe l'échelle de la self en 2,5  $\mu\text{H}$ , ce qui indique la valeur de self cherchée.

On trouve en même temps la valeur de la réactance de self ou de capacité à la résonance (on sait que ces deux valeurs sont alors égales). Dans le cas du circuit considéré, elle est de 220 ohms.

Si l'on avait voulu trouver la capacité à associer à une self donnée, ou aurait procédé de la même façon mais en alignant, dans l'exemple précédent, 14,2 Mcs. et 2,5  $\mu\text{H}$ . On aurait trouvé 50  $\mu\text{F}$ .

L'abaque permet en outre de déterminer l'impédance d'un condensateur (capacitance ou réactance de capacité) ou d'une self (réactance de self ou inductance) pour un courant de fréquence donnée.

Désire-t-on, par exemple, savoir si un condensateur de 6/1.000  $\mu\text{F}$  (0,006  $\mu\text{F}$ ) forme découplage efficace pour le 20 mètres (14,2 Mcs.) ?

On cherche la capacitance d'une telle capacité en alignant le point figuratif de la fréquence 14,2 Mcs, et le point de capacité 0,006  $\mu$ F. La droite obtenue coupe l'échelle des réactances en 1,8 ohms, qui représente la résistance offerte au passage du courant de fréquence 14,2 Mcs. C'est une valeur très faible qui correspond à un découplage efficace.

**16. Détermination des caractéristiques d'une self.** — La valeur du coefficient de self d'une bobine permet de calculer le nombre de spires, de l'enroulement par la relation indiquée précédemment :

$$(1) \dots\dots L = C \frac{d^2 n^2}{a}$$

que l'on peut écrire également :

$$(2) \dots\dots L = M n^2 d$$

dans laquelle : M est le facteur de forme, qui dépend du rapport d/a, du diamètre à la longueur du bobinage ; n, est le nombre de spires ; et d, le diamètre du bobinage en centimètres.

La valeur de M (en millièmes) est donnée en fonction de d/a par la courbe de la *figure 13*. Ainsi pour d/a = 0,66, on lit : 1.000 M = 5, d'où M = 0,005.

La formule (1) peut être mise sous une forme plus pratique en adoptant pour C la valeur indiquée par Nagaoka.

Lorsque L est exprimé en microhenrys, d et a en centimètres on a, en effet :

$$(3) \dots\dots C = \frac{1}{100 (1 + 0,45 d/a)}$$

En substituant la valeur de C dans (1) :

$$L = \frac{d^2 n^2}{100 a (1 + 0,45 d/a)}$$

$$(4) \dots\dots L = \frac{d^2 n^2}{100 a + 45 d}$$

formule dans laquelle, nous le rappelons, L est le coefficient de self en microhenrys ; d, le diamètre en centimètres ; a, la longueur de l'enroulement, en centimètres.

Cette formule donne, dans le cas d'un bobinage cylindrique à une seule couche, une approximation d'environ 1 % pour toutes les valeurs de d/a inférieures à 3, c'est-à-dire pour tous les bobinages dont la longueur est supérieure au tiers du diamètre.

Voici un exemple d'application des formules précédentes.

**EXEMPLE.** — Supposons que l'on désire monter un circuit oscillant d'un étage final d'émetteur téléphonique sur 40 mètres (circuit 1) avec une lampe consommant en charge 50 milliam-pères sous 350 volts.

La valeur de R correspondante est :

$$\frac{350 \times 1.000}{50} = 7.000 \text{ ohms}$$

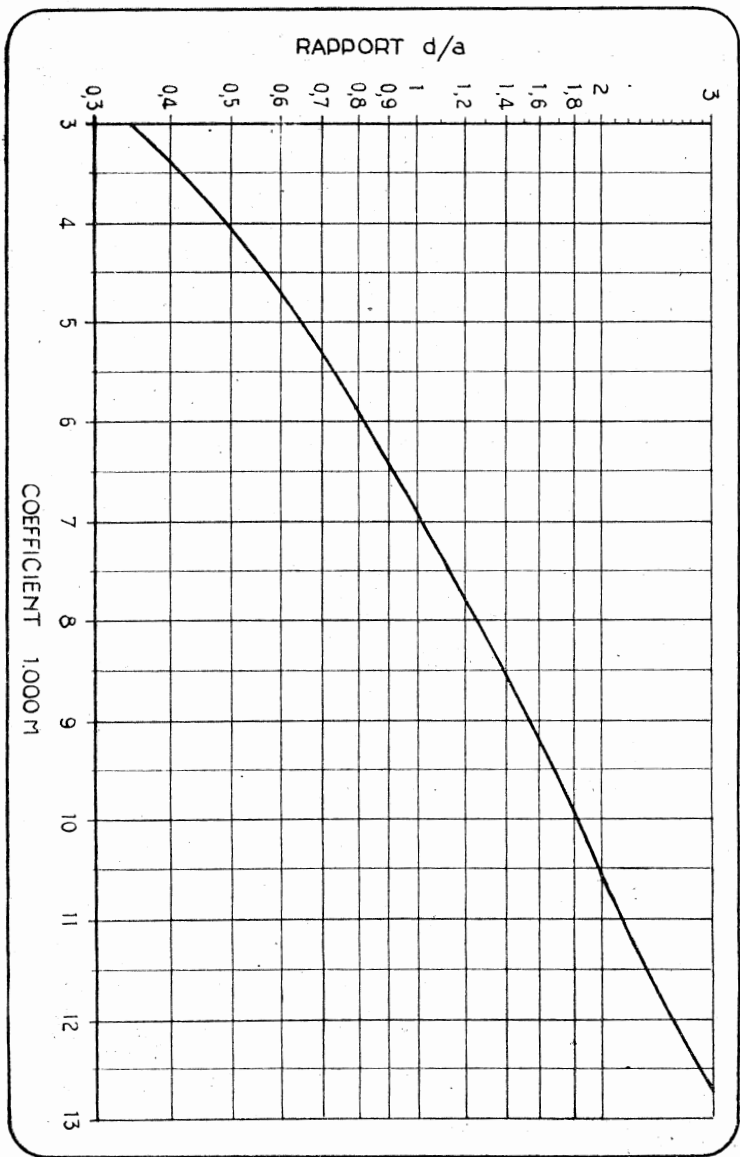


FIGURE 13. — Courbe donnant la valeur du coefficient  $M$  (en millimètres) en fonction du rapport  $d/a$ , dans la formule de Nagaoka.

Le tableau des caractéristiques des circuits oscillants (page 35) indique qu'il faut utiliser une capacité de  $140 \mu\text{F}$  et une self de  $3,55 \mu\text{H}$ .

Nous allons déterminer le nombre de spires, en adoptant un diamètre de bobinage de  $d = 6 \text{ cm}$  et une longueur  $a = 9 \text{ cm}$ .

Utilisation de la formule (2).

Le rapport  $d/a = 0,66$ .

On lit  $M$  sur la figure 13 :  $M = 0,005$

$$n = \sqrt{\frac{L}{Md}} = \sqrt{\frac{3,55}{0,005 \times 6}} = 10,8 \text{ spires}$$

Utilisation de la formule (4).

On a :

$$3,55 = \frac{36 \times n^2}{900 + 270} = \frac{36}{1.170} n^2$$

$$\text{d'où } n = \sqrt{\frac{3,55 \times 1.170}{36}} = 10,7 \text{ spires}$$

On adoptera pratiquement 11 spires.

Ces 11 spires seront bobinées avec un diamètre de 60 mm, et devront occuper une longueur de 90 mm. Le nombre de spires par centimètre doit être de  $11/9$  soit 1,2 spires par cm.

Le tableau de la page 46 indique que l'on peut utiliser un diamètre de fil ou de tube pouvant aller jusqu'à  $60/10$  sans que les spires soient jointives. Mais, pratiquement, du tube de 6 mm: serait trop gros pour le cas qui nous intéresse : la puissance alimentation de l'étage n'est en effet que de :

$$400 \text{ volts} \times \frac{80 \text{ ampères}}{1.000} = 32 \text{ watts}$$

Nous pouvons utiliser du fil ou du tube de 3 mm., afin que les spires soient suffisamment écartées.

**17. Calcul simplifié d'une self.** — La théorie et les mesures expérimentales montrent que, pour une self d'émission, le pas d'un bobinage en solénoïde ne doit pas être trop voisin du diamètre du conducteur afin que les pertes (notamment par courants parasites tourbillonnaires qui se produiraient dans le métal) ne soient pas trop élevées.

Une self peut être considérée comme ayant une bonne qualité lorsque le pas du bobinage est au maximum de trois fois le diamètre du conducteur ; autrement dit, lorsque la distance qui sépare deux spires consécutives est égale à deux fois le diamètre du conducteur (figure 14).

Mais, par ailleurs, il ne doit pas y avoir disproportion entre la longueur de la bobine et son diamètre. On peut prendre en

\* Voir plus loin, les raisons qui ont fait adopter ces dimensions.

\*\* D. Pollack, en 1937, conseillait pour réaliser des bobinages devant fonctionner de 4 à 25 Mc/s, d'adopter un diamètre de fil égal à  $1/52$  fois le pas du bobinage, compté d'axe en axe entre deux spires consécutives. La longueur du bobinage  $a$ , est dans ce cas :  $a = 2,4 \varphi n$ .

## TABLE DES FILS DE CUIVRE

(D'après R. Allard, R. 357 dans le Journal des 8)

Diamètre en mm.	NOMBRE MOYEN DE SPIRES JOINTIVES PAR CM.								NOMBRE DE MÈTRES PAR KILOGRAMME DE FIL					
	Fil nu	Fil émaille	Émail et soie	1 couche soie	2 couches soie	1 couche coton	Coton verniss	2 couches coton	Nu	Coton verniss	1 couche coton	2 couches coton	Émail ou soie	Tube
5/100	200	153	95,2	111	76,8	—	—	—	57,500	—	—	—	—	—
8/100	125	100	74,0	83,3	62,5	—	—	—	22,300	—	—	—	21,950	—
10/100	100	83,3	62,5	71,4	55,5	—	—	—	14,300	—	—	—	13,720	—
2/10	50	44,4	36,4	40,0	35,7	31,2	22,2	22,4	3,560	2,170	3,420	3,312	3,530	—
3/10	33,3	30,5	26,3	28,6	25,6	23,8	18,2	19,4	1,590	1,150	1,520	1,472	1,570	—
4/10	25	22,7	20,4	22,2	20,4	19,2	15,2	16,4	895	700	850	823	877	—
5/10	20	18,3	16,8	18,2	16,7	16,1	13,2	14,1	557	475	541	524	558	—
6/10	16,6	15,3	14,0	15,2	14,3	13,9	11,5	12,4	394	337	380	368	392	—
7/10	14,2	13,1	12,2	13,2	12,5	12,2	10,1	11,0	292	252	275	267	284	—
8/10	12,5	11,5	10,8	11,6	11,1	10,9	9,17	9,90	224	197	220	215	220	—
9/10	11,1	10,2	9,65	10,4	10,0	9,80	8,34	9,00	177	157	174	170	172	—
10/10	10	9,26	8,77	9,45	9,08	8,70	7,69	8,20	143	128	142	138	146	—
12/10	8,3	7,81	7,46	7,94	7,69	7,41	6,53	7,03	99	90	Pour désigner le tube, le diamètre intérieur figure au numérateur, le diamètre extérieur au dénominateur (en mm.).			
15/10	6,6	6,31	6,08	6,40	6,25	6,06	5,40	5,81	63	58				
20/10	5	4,78	—	—	—	4,61	4,13	4,38	36	33	Tube 1/2	.....	49	
25/10	4	3,84	—	—	—	3,74	3,34	3,59	23	21	Tube 1,5/2,5	....	35	
30/10	3,3	3,22	—	—	—	3,16	2,85	3,05	16	14	Tube 2/3	.....	28	
40/10	2,5	—	—	—	—	—	—	—	9	—	Tube 3/4	.....	20	
50/10	2	—	—	—	—	—	—	—	6	—	Tube 4/5	.....	15	
60/10	1,6	—	—	—	—	—	—	—	4	—	Tube 5/6	.....	13	



**CORRESPONDANCE DES JAUGES AMERICAINES  
ET DES DIAMETRES EN MILLIMETRES**

Gauge n° B et S	Diam. en mm.	A	Gauge n° B et S	Diam. en mm.	A
1	7,348		21	0,7230	← 7/10
2	6,544		22	0,6438	← 6/10
3	5,827		23	0,5733	
4	5,187	← 50/10	24	0,5106	← 5/10
5	4,621		25	0,4547	
6	4,115	← 40/10	26	0,4049	← 4/10
7	3,665		27	0,3606	
8	3,264	← 30/10	28	0,3211	← 3/10
9	2,906		29	0,2859	
10	2,588	← 25/10	30	0,2546	← 25/100
11	2,305		31	0,2268	
12	2,053	← 20/10	32	0,2019	← 20/100
13	1,828		33	0,1798	
14	1,628	← 16/10	34	0,1601	← 15/100
15	1,450		35	0,1426	
16	1,291	← 12/10	36	0,1270	← 12/100
17	1,150		37	0,1131	
18	1,024	← 10/10	38	0,1007	← 10/100
19	0,9116		39	0,0897	← 8/100
20	0,8118	← 8/10	40	0,799	

Le tableau ci-dessus donne la correspondance entre les jauges américaines des fils de cuivre (*Gauge B et S*) et les diamètres en millimètres.

Nous avons indiqué dans la colonne A, à la demande des amateurs canadiens français les diamètres de fil (en dixièmes ou centièmes de millimètres) les plus couramment utilisés en France.

Ainsi le fil 4/10 mm. correspond sensiblement au fil 26 de la jauge B et S (diamètre : 0 mm. 4049).

pratique, bien que les avis soient encore partagés à ce sujet, une longueur d'enroulement comprise entre la valeur du diamètre et une fois et demie celle-ci.

Ces deux conditions permettent de simplifier l'expression donnant le nombre de spires d'un bobinage :

$$(1) \dots\dots L = M n^2 d$$

On adopte, en effet, pour la longueur du bobinage :

$$(2) \dots\dots a = 1,5 d$$

La condition de l'espacement entre spires égal à deux fois le diamètre  $\varphi$  du conducteur donne :

$$(3) \dots\dots a = 3 \varphi n$$

On tire, de ces conditions :

$$(4) \dots\dots n = \frac{d}{2 \varphi}$$

En portant les valeurs de  $n$  (4) et  $a$  (2) dans l'expression (1), et après simplification on trouve, puisque  $M = 0,005$  :

$$(5) \dots\dots d^2 = 8.000 \varphi^2 L$$

$$\text{ou :} \quad d = 20 \sqrt{\varphi^2 L}$$

dans laquelle :  $d$  est le diamètre de l'enroulement en mm. ;  $\varphi$ , le diamètre du fil en mm. et  $L$  le coefficient de self-inductance en  $\mu\text{H}$ .

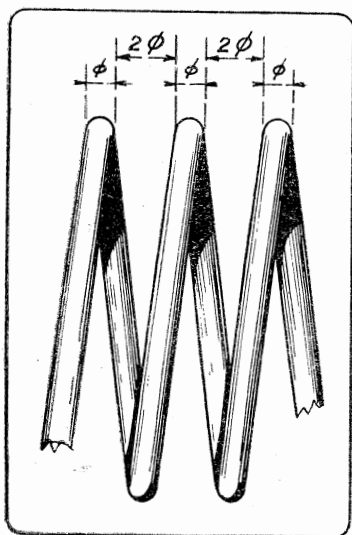


FIGURE 14. — Le pas d'un bobinage en fil de diamètre  $\varphi$ , dont les spires sont séparées de  $2\varphi$ , est égal à trois fois le diamètre du fil :  $3\varphi$ .

Si le pas, compté d'axe en axe de deux spires consécutives, est de  $\sqrt{2}\varphi$ , soit  $1,1\varphi$ , la longueur du bobinage est  $a = 2,4\varphi$ .

A l'aide des expressions (2), (4) et (5), on peut déterminer exactement les caractéristiques d'une self qui possèdera une bonne qualité.

Reprenons l'exemple précédent. La self à construire doit

posséder un coefficient de  $3,55 \mu\text{H}$ . En utilisant pour la construction du fil de 30/10 mm. de diamètre, on a :

$$d^3 = 8.000 \times 9 \times 3,55$$

d'où :  $d = 63 \text{ mm.}$

La longueur d'enroulement doit être :

$$a = 1,5 d = 95 \text{ mm.}$$

Le nombre de spires est :

$$n = d/2 \varphi = 10 \text{ spires } 1/2$$

L'emploi de la formule simplifiée évite toute hésitation sur le choix de la longueur et du diamètre qu'il faut prévoir pour l'enroulement. Le diamètre du conducteur à utiliser peut être fixé a priori d'après la puissance de l'étage dans lequel sera utilisé le circuit oscillant.

**18. Détermination de la capacité d'accord.** — Les valeurs précédemment données pour la capacité d'accord d'un circuit oscillant sont des maxima. En les adoptant, on est assuré de pouvoir obtenir l'accord dans la gamme considérée.

Il est des cas cependant où la détermination de la capacité d'accord doit être faite plus rigoureusement. Si l'on réalise un maître-oscillateur pilote, par exemple, il est avantageux de pouvoir « épanouir » toute la gamme sur la graduation complète du cadran du condensateur variable afin de faciliter la lecture et les réglages.

Le problème est le même que celui à résoudre pour le *band-spread* des récepteurs. La self est accordée par une ou plusieurs capacités fixes, ou ajustables. Un condensateur variable est monté en parallèle sur celles-ci (figure 15). Il faut déterminer sa capacité pour couvrir une gamme donnée.

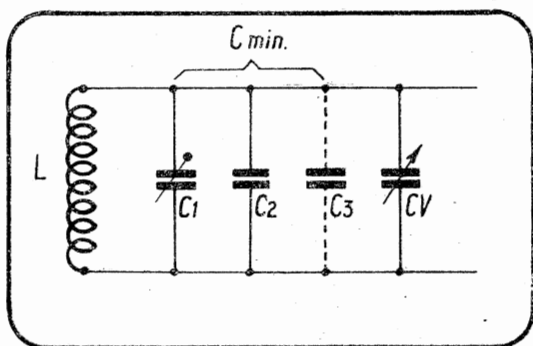


FIGURE 15. — Dans un V.F.O. par exemple, un condensateur variable CV est utilisé pour couvrir la gamme des fréquences désirée. Il est monté en parallèle avec plusieurs capacités C1, C2, C3, ... La valeur de CV peut se déterminer a priori pour couvrir la gamme sur toute l'étendue du cadran.

La formule donnant la variation de fréquence que l'on obtient en faisant varier la capacité d'accord CV, de la valeur

minimum  $CV_{min}$  à la valeur maximum  $CV_{max}$ , est la suivante :

$$\frac{CV_{max}}{CV_{min}} = \left( \frac{f_{max}}{f_{min}} \right)^2$$

Elle permet de déterminer la valeur du condensateur d'accord CV.

EXEMPLE. — Supposons que la gamme à couvrir par un maître-oscillateur soit de 3.500 à 4.000 Kcs, à l'aide du circuit de la figure 16.

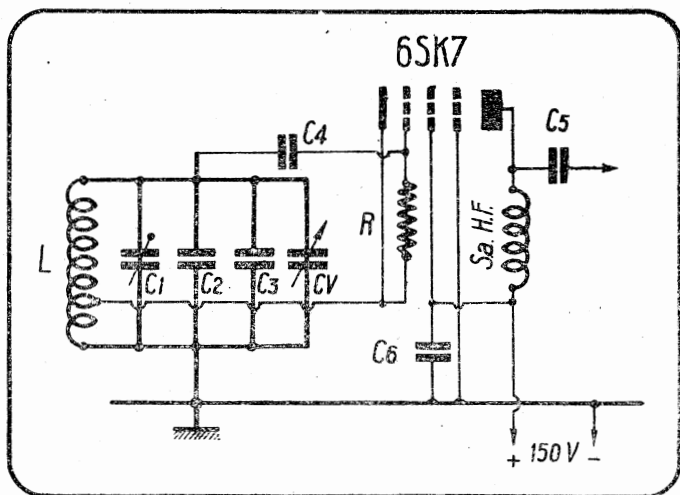


FIGURE 16. — Montage maître-oscillateur pilote (V.F.O.) fonctionnant sur 3.500 Kcs.

Le circuit oscillant est à faible facteur de qualité  $Q$  puisque la capacité d'accord est très élevée afin de satisfaire aux conditions de stabilité :

- C1 : condensateur ajustable à air : 100  $\mu\mu\text{F}$  maximum
- C2 : capacité à coefficient de température négatif : 200  $\mu\mu\text{F}$
- C3 : capacité à coefficient de température négatif : 68  $\mu\mu\text{F}$
- CV : condensateur variable à air : 50  $\mu\mu\text{F}$  maximum.

Valeur des éléments du montage :

- C4 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica)
- R : 50.000 ohms (0,5 watt)
- C5 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica)
- S.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence
- C6 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)
- L : Voir texte.

Pour des raisons de stabilité déjà exposées, et qui dans le cas d'un V.F.O. sont essentielles, l'accord du bobinage est réalisé avec une capacité minimum de 365  $\mu\mu\text{F}$ . Elle se répartit comme suit :

- C1 : Capacité ajustable : 100  $\mu\mu\text{F}$  maximum.

C2 : Condensateur à coefficient négatif de température :  
268  $\mu\mu\text{F}$ .

C3 : Capacités parasites : lampe, connexions, etc. : environ  
30  $\mu\mu\text{F}$

soit au total : 365  $\mu\mu\text{F}$ , puisque C1 peut être réglé à 67  $\mu\mu\text{F}$ .

Le condensateur CV doit permettre une capacité maximum donnée par la formule précédente qui peut s'écrire :

$$CV \max = CV \min \left( \frac{f \max}{f \min} \right)^2$$

soit dans le cas présent, puisque :

$$\frac{f \max}{f \min} = \frac{4.000}{3.500} = 1,143$$

$$CV \max = (1,143)^2 \times 350$$

d'où :

$$CV \max = 1,3 \times 365 = 465 \mu\mu\text{F}$$

La capacité variable à adopter sera donc de :

$$455 - 355 = 100 \mu\mu\text{F}$$

Mais il faut tenir compte des capacités parasites, que nous avons évaluées modestement à 30  $\mu\mu\text{F}$ , alors qu'en réalité, avec le montage réalisé, elles peuvent atteindre une valeur plus élevée. On constate en effet, que pratiquement, avec le montage de la *figure 16* avec tube 6SK7, un condensateur variable de 50  $\mu\mu\text{F}$  suffit pour couvrir la gamme complètement en réglant C1 presque au maximum de capacité.

Déterminons maintenant le bobinage.

La self correspondante est donnée par la formule de Thomson appliquée pour 4.000 Kc/s et la capacité de 365  $\mu\mu\text{F}$ .

$$f = \frac{1.000.000}{2 \pi \sqrt{LC}}$$

que l'on peut écrire :

$$L = \frac{25.330}{f^2 C}$$

dans laquelle L est le coefficient de self exprimé en  $\mu\text{H}$ , f, la fréquence en mégacycles, et C la capacité en  $\mu\mu\text{F}$ .

$$\text{On a donc } L = \frac{25.330}{16 \times 365} = 4,34 \text{ microhenrys}$$

Nous adopterons un bobinage de 2 cm. 5 de diamètre, ayant une longueur de 3 cm.

$$\text{On a donc } d = 2,5 \quad a = 3 \quad d/a = 25/30 = 0,833$$

En suivant la méthode indiquée page 45, on trouve :  
M = 0,006.

$$\text{et } n = \sqrt{\frac{L}{Md}} = \sqrt{\frac{4,34}{0,015}} = 17 \text{ spires.}$$

On peut donc réaliser le bobinage en fil de 8/10 émaillé, par exemple, sur mandrin de 2,5 cm de diamètre, pour occuper une longueur de bobinage de 3 cm. Nombre de spires : 17.

On voit d'après le tableau de la page 46 que l'on pourrait utiliser un fil de diamètre jusqu'à 15/10, puisque ce dernier conduit à 6,31 spires jointives par centimètre de hauteur de bobinage.

### III. — Notions élémentaires sur les circuits couplés

On utilise fréquemment à l'émission plusieurs circuits oscillants couplés entre eux par un mode quelconque (couplage galvanique, électrique, par self induction ou magnétique). L'énergie fournie à l'un des circuits est ainsi transférée à l'autre. Ce passage s'accompagne d'une transformation que l'on peut déterminer pour obtenir la forme d'énergie la plus favorable à chaque cas particulier d'utilisation. Une telle application est présente par exemple dans le couplage entre étages d'un émetteur, dans le couplage à l'antenne, etc...

Les phénomènes qui apparaissent lorsque l'on couple un circuit oscillant à un générateur à lampes sont différents suivant qu'il s'agit d'un émetteur dont la fréquence est imposée (poste piloté) ou non (auto-oscillateur). Mais dans tous les cas, l'action de coupler magnétiquement un circuit oscillant secondaire à un circuit oscillant primaire accordé sur la même fréquence a pour effet de modifier l'impédance du circuit primaire.

L'impédance  $Z$  du circuit primaire devient à la fréquence  $f$  de résonance :

$$Z = Z_1 + \frac{(2 \pi f M)^2}{Z_2}$$

$Z_1$  étant l'impédance du primaire considéré isolément;  $M$ , le coefficient de couplage électromagnétique mutuel entre les deux selfs des circuits et  $Z_2$  l'impédance du secondaire considéré isolément\*.

La tension induite dans le secondaire a pour expression :

$$E_2 = 2 \pi f M I_1$$

$I_1$  étant la valeur du courant primaire.

Le courant secondaire est :

$$I_2 = \frac{2 \pi f M I_1}{Z_2}$$

**19. Couplage d'un circuit oscillant à un oscillateur non piloté.** — C'est le cas qui se présente en pratique lorsque l'on effectue le couplage d'antenne d'un poste émetteur non piloté.

\* De la formule précédente, on tire :

$$2 \pi f M = \sqrt{Z_1 Z_2}$$

condition de couplage optimum qui trouve avec la formule :

$$K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (K = \text{coefficient de couplage})$$

de nombreuses applications.

On démontre et l'expérience confirme que pour un couplage serré, l'auto-oscillateur auquel est couplée l'antenne, peut émettre, suivant les réglages d'antenne et sans modifier ceux de l'émetteur, sur des ondes de fréquences différentes.

L'onde qui se produit dans le circuit d'antenne a pour longueur celle indiquée par la courbe pour différents accords du circuit d'antenne (*figure 17*).  $\lambda$  est la longueur d'onde sur laquelle est réglé le circuit oscillant de l'auto-oscillateur.

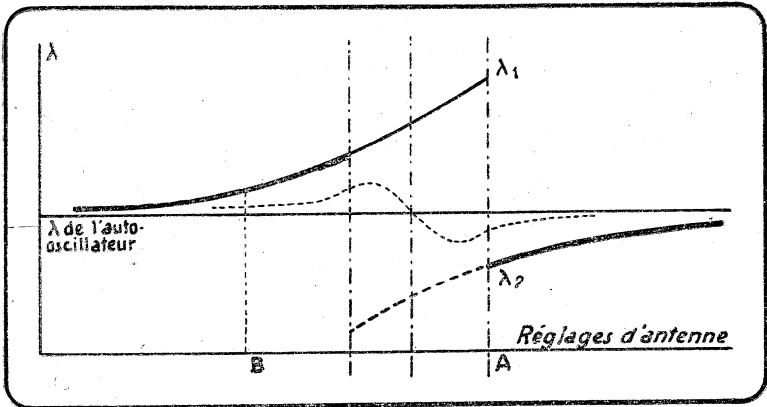


FIGURE 17. — Dans le cas du couplage serré, l'onde disponible dans le circuit d'utilisation peut être de fréquence différente de celle de l'auto-oscillateur.

Il convient de remarquer qu'il existe en cours de déglage un phénomène d'entraînement. Il est caractérisé par le fait qu'en modifiant progressivement l'accord d'antenne, l'émetteur se trouvant en fonctionnement avec un accord d'antenne B par exemple, on peut obtenir une oscillation de longueur d'onde  $\lambda_1$  pour le réglage d'antenne A, tandis qu'en conservant toujours ce même réglage A, la longueur d'onde d'émission sera normalement  $\lambda_2$  si, après avoir arrêté l'émetteur, on le remet en fonctionnement.

L'intensité dans le circuit secondaire est plus élevée que l'intensité correspondante dans le circuit primaire.

Sa variation présente aussi une discontinuité lorsque l'on modifie l'accord du circuit d'antenne. On peut la représenter par le graphique de la *figure 18*. Il se produit le même phénomène d'entraînement que précédemment.

On trouve ainsi l'explication de la différence d'intensité antenne que l'on peut constater une fois les réglages effectués, en couplage serré, au moment où l'on remet un émetteur mal réglé en fonctionnement. L'intensité antenne est plus faible que celle obtenue précédemment (point C de la courbe) ; si l'on vérifie la longueur d'onde d'émission, on constate qu'elle est différente de celle sur laquelle avait été réglée l'émission.

Tous les phénomènes précédents se constatent dans le cas d'un couplage serré, c'est-à-dire avec un couplage plus élevé

que le couplage appelé *critique*, celui pour lequel le transfert d'énergie est maximum du primaire au secondaire.

Le couplage critique a une expression simple :

$$K_{crit} = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{R_2}{2 \pi f L_2} = \frac{1}{Q_2}$$

c'est l'inverse du coefficient de surtension  $Q_2$  du circuit secondaire pour la fréquence de l'auto-oscillateur.

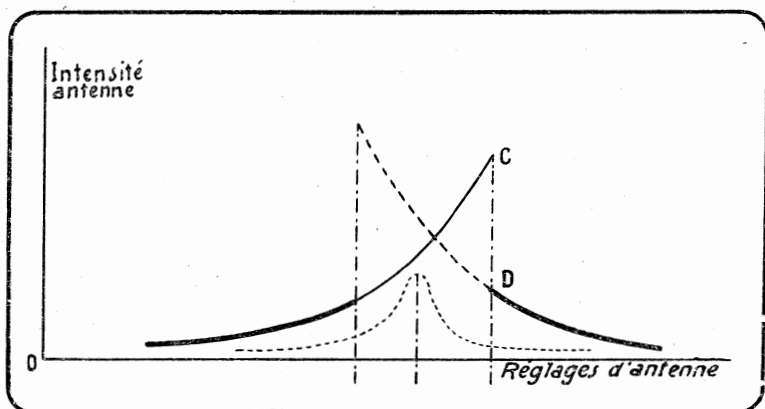


FIGURE 18. — La variation de l'intensité HF d'utilisation présente une discontinuité lorsque le couplage du circuit d'utilisation à l'auto-oscillateur est trop serré.

En couplage lâche, les phénomènes observés changent complètement : les discontinuités disparaissent. Le primaire se comporte comme s'il était seul.

Les courbes de variation de la longueur d'onde du circuit secondaire et de l'intensité dans celui-ci sont représentées en traits pointillés sur les figures précédentes.

Si le couplage est très lâche, le maximum d'intensité dans le secondaire se produit pour un accord de ce circuit tel que la longueur d'onde soit précisément celle du circuit de l'auto-oscillateur.

Tous les résultats précédents sont applicables lorsque l'on laisse fixe l'accord secondaire (cas d'une antenne à accord fixe) et que l'on agit sur le réglage du circuit primaire (accord de l'auto-oscillateur).

#### 20. Couplage d'un circuit oscillant à un oscillateur piloté. —

C'est le cas le plus fréquent. On le rencontre dans la liaison entre les différents étages ainsi qu'avec l'antenne d'un émetteur piloté. En réalisant convenablement le couplage, on peut assurer le transfert d'un circuit à l'autre dans les conditions optima.

On sait, en effet qu'afin d'obtenir le meilleur rendement, il faut que l'impédance d'utilisation soit adaptée à celle de la source qui l'alimente.



Le principe est tout à fait général. Il est mis en application dans l'amplification basse fréquence par l'emploi des transformateurs de liaison. En haute fréquence, les circuits oscillants couplés sont aussi des systèmes adaptateurs ou transformateurs d'impédance. Mais le calcul du rapport de transformation n'est pas aussi simple que dans le cas d'un transformateur basse fréquence, où l'on a :

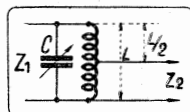
$$n = \frac{N_2}{N_1} = \sqrt{\frac{Z_1}{Z_2}}$$

$n$  étant le rapport de transformation ;  $N_1$ , le nombre de spires du primaire ;  $N_2$ , le nombre de spires du secondaire ;  $Z_1$ , l'impédance de l'enroulement primaire ;  $Z_2$  l'impédance du secondaire pour le courant de même fréquence.

Un transformateur haute fréquence composé de deux enroulements couplés magnétiquement ne peut être calculé par cette formule; elle n'est valable que si les pertes par fuite de flux sont très faibles (circuit magnétique sans fuite par exemple).

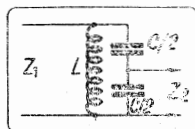
FIGURE 19. — Avec une prise médiane sur la self, le rapport des impédances, qui est égal au carré du nombre de spires, est donc

$$Z_2/Z_1 = (1/2)^2 = 1/4$$



Toutefois si l'on réalise un couplage par self-induction ou par condensateur, on peut déterminer facilement le rapport d'impédance entre les deux circuits (figure 19).

FIGURE 20. — Un transformateur d'impédances peut également être réalisé par un « pont » de condensateurs.



Lorsqu'une prise P est réalisée sur une bobine de self pour constituer un circuit secondaire, l'impédance secondaire est par rapport à l'impédance totale primaire comme le carré de la réactance (inductance) de la self secondaire à la réactance de la self primaire\*.

Si la prise est médiane sur la self, on a :

$$\frac{Z_2}{Z_1} = \frac{(2 \pi f L/2)^2}{(2 \pi f L)^2} = \frac{1}{4}$$

d'où :

$$Z_2 = 1/4 Z_1$$

De même, lorsqu'un couplage est réalisé par condensateur (figure 20), le rapport de l'impédance secondaire à l'impédance primaire est égal au rapport du carré des capacités.

\* Le rapport de transformation du circuit considéré comme organe d'adaptation est, en effet, égal au rapport des coefficients de self L des enroulements :

$$n = L_2/L_1$$

Une application du montage par self-induction est réalisée dans le couplage par ligne (*figure 21*). Celui-ci est utilisé pour transmettre l'énergie d'un premier circuit oscillant à un second assez distant lorsqu'il n'existe aucune induction mutuelle entre les deux selfs.

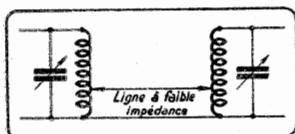


FIGURE 21. — Le couplage par ligne à faible impédance réalise pour le premier circuit un auto-transformateur abaisseur d'impédance, et éleveur pour le second. Il a l'inconvénient de réaliser une liaison directe entre les circuits qui doivent donc se trouver au même potentiel continu.

L'impédance du circuit oscillant est très grande vis-à-vis de celle de la ligne de transmission. La tension existant entre les deux conducteurs de la ligne étant peu élevée, on peut constituer celle-ci par un câble en fils torsadés, sans prendre de grandes précautions d'isolement.



FIGURE 22. — Le montage avec selfs de ligne indépendantes est plus facile à mettre en application que le précédent et présente en outre l'avantage de permettre un couplage variable à chaque extrémité de la ligne.

Une variante du montage à auto-transformateur est représentée par la *figure 22*. La ligne est terminée à chaque extrémité par une self de quelques spires couplée à chacun des circuits à relier. Une telle réalisation est d'un emploi plus pratique que la précédente car les deux circuits n'ont aucune relation électrique directe entre eux. Au surplus on peut faire varier d'une façon très progressive le couplage pour « doser » le transfert d'énergie, en modifiant la position respective des selfs terminales vis-à-vis de celles des circuits oscillants.

La description pratique du couplage par ligne est faite au Chapitre VI, pages 314 et suivantes.

**APPLICATION DU COUPLAGE PAR CAPACITÉ.** — Un exemple montrera la façon dont on peut utiliser pratiquement les remarques précédentes pour réaliser, à titre d'application, le couplage de sortie d'un amplificateur haute fréquence à une antenne.

Supposons que l'amplificateur final d'un émetteur télégraphique sur 14.200 Kcs soit équipé d'un tube pentode 813 et que l'on désire le relier à une antenne à ligne d'alimentation bifilaire d'impédance 75 ohms. On demande comment réaliser le couplage par capacité ?

Le circuit accordé anodique sera monté comme le représente la *figure 23*. Cette disposition permet « d'accrocher » la ligne bifilaire AB symétriquement par rapport à la terre O, les condensateurs 2C2 ayant la même capacité.

La pentode 813 fonctionnant sous 1.500 volts consomme un

courant anodique de 180 mA (conditions d'utilisation indiquées dans les catalogues) pour un fonctionnement selon la classe C.  
 $1.500 \times 1.000$

On a donc :  $R = \frac{1.500 \times 1.000}{180} =$  environ 10.000 ohms.

Le tableau de la page 34 (circuit 1, surtension de 12) indique que  $L = 4,23 \mu\text{H}$  et que  $C = 30 \mu\mu\text{F}$ .

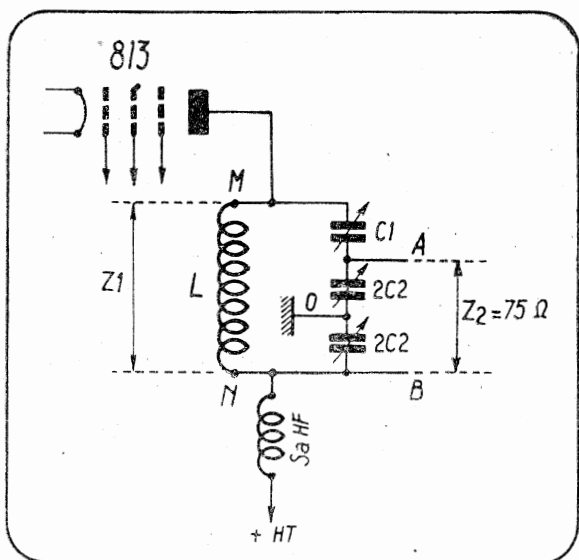


FIGURE 23. — On peut réaliser aisément le couplage d'un montage monolampe à une descente d'antenne symétrique à l'aide d'un couplage par capacités.

Tous les éléments du circuit peuvent être déterminés aisément et la réalisation pratique n'offre pas de difficultés (voir figure 24).

Le groupement en série des capacités  $C_1$ ,  $2C_2$  et  $2C_2$  doit donc être égal à  $30 \mu\mu\text{F}$ , soit d'après la formule connue\* :

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{2C_2} + \frac{1}{2C_2} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

d'où :

$$C = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \dots \dots \dots (1)$$

Par ailleurs, le rapport des capacités utilisées doit permettre l'adaptation de l'impédance normale d'utilisation de la 813, soit 10.000 ohms, à l'impédance de la descente d'antenne, soit 75 ohms.

\* Voir nota page 14.

Cette condition est donnée par :

$$\frac{C^2}{C2^2} = \frac{Z_2}{Z_1} \dots \dots \dots (2)$$

En exprimant (2) avec les valeurs connues :

$$\frac{30}{C2^2} = \frac{75}{10.000}$$

Après calculs, on trouve :

$$C2 = 350 \mu\mu\text{F}$$

d'où la valeur  $2C2$  pour chaque capacité :  $700 \mu\mu\text{F}$ .

En portant la valeur de  $C2$  dans (1), on trouve enfin :

$$C1 = 33 \mu\mu\text{F}.$$

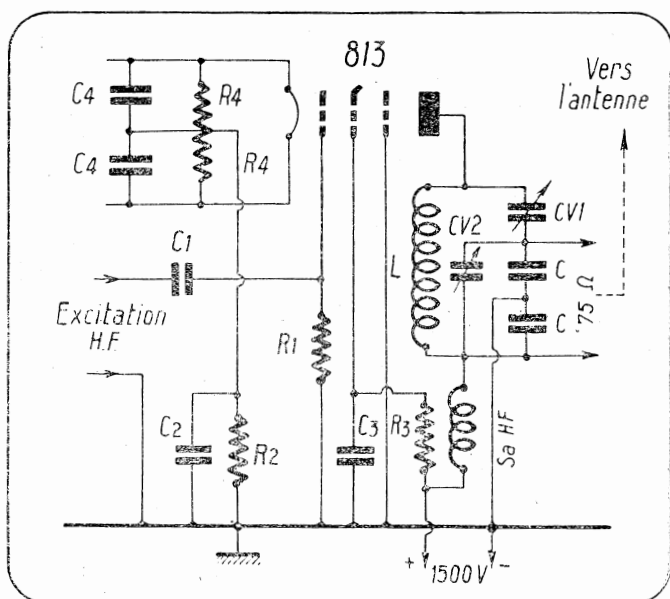


FIGURE 24. — Schéma d'un P.A. 813 avec couplage d'antenne par pont de capacités.

Valeur des éléments :

$C1$  :  $100 \mu\mu\text{F}$  (variable)  
 $C2$  :  $10.000 \mu\mu\text{F}$  (mica)  
 $C3$  :  $5.000 \mu\mu\text{F}$  (200 V)  
 $C4$  :  $10.000 \mu\mu\text{F}$  (mica)  
 $CV1$  :  $35 \mu\mu\text{F}$  (variable)  
 $CV2$  :  $50 \mu\mu\text{F}$  (variable)  
 $C$  :  $700 \mu\mu\text{F}$  (fixes)  
 S.a.H.F. : Self d'arrêt H.F.

$R1$  : 7.000 ohms (5 watts)  
 $R2$  : 100 ohms (10 watts)  
 $R3$  : 40.000 ohms (25 watts)  
 $R4$  :  $2 \times 50$  ohms (bobiné)  
 $L$  : pour 14.200 Kc/s :  $4,23 \mu\text{H}$   
 $CV1$  et  $CV2$  doivent être commandés à distance, par axe isolé de la masse.

Le montage pratique peut être réalisé comme le représente la figure 24. Les condensateurs variables  $CV1$  et  $CV2$  permettent le réglage précis du circuit.

#### IV. — Construction pratique des circuits oscillants

Les caractéristiques des circuits oscillants que l'on aura à utiliser dans un émetteur peuvent être déterminées *a priori* comme nous l'avons indiqué précédemment. Il reste à réaliser pratiquement les circuits pour que leur construction n'entraîne que le minimum de pertes.

Les pertes sont inévitables. Toute l'énergie haute fréquence libérée par la lampe n'apparaît pas dans le circuit oscillant d'utilisation. Une certaine partie est dissipée sous forme de chaleur dans le conducteur. Une autre fraction chauffe les isolants situés dans le voisinage. Les courants induits dans les blindages ou dans les pièces métalliques voisines dissipent également de l'énergie sous forme de chaleur. Enfin une fraction de l'énergie se propage directement du circuit sous forme de rayonnement pratiquement inutilisé et même d'ordinaire nuisible.

L'énergie ainsi perdue n'est pas négligeable : elle représente pour des bons circuits de 10 à 15 pour cent de la puissance totale haute fréquence disponible.

Les pertes proviennent dans le circuit oscillant de la capacité et de la self.

**21. Condensateur.** — Il faut choisir un condensateur variable de très bon isolement (quartz, stabonite, calit, trolitul, stéatite, etc...) et dont l'isolant soit d'un volume aussi réduit que possible. Le condensateur variable d'un circuit d'émission doit être prévu pour supporter la tension alternative haute fréquence qui se trouve appliquée à ses armatures dans le circuit oscillant.

L'intensité du courant de circulation dans le circuit oscillant est, à la résonance,  $Q$  fois plus grand que le courant alternatif qui traverse le circuit anodique de la lampe, celui-ci étant déjà supérieur au courant continu moyen mesuré par un milliampermètre plaque. Il convient donc de veiller particulièrement à ce que la surface du conducteur soit telle qu'il se produise le minimum de pertes en H. F. Les lames de chaque groupe d'armatures doivent présenter entre elles un contact parfait, assuré par soudure de préférence à un sertissage. La liaison aux lames mobiles doit être réalisée en grosse tresse métallique souple. Un contact frottant est moins parfait qu'une soudure franche entre les points à relier.

Les dimensions du condensateur ne doivent pas être trop grandes. Choisir une capacité minimum égale ou très légèrement supérieure à celle indiquée dans les tableaux. Il n'est pas utile que la commande du condensateur soit démultipliée, car le réglage est généralement fait une fois pour toutes : il est toujours possible de l'obtenir exactement avec un peu de patience même sans aucun démultiplicateur.

**22. Self.** — Les pertes dans la self sont les plus importantes du circuit. Les indications données page 45 pour le choix des dimensions optima de la section du bobinage, de l'espacement entre spires et du diamètre du conducteur permettent de réaliser des enroulements dont les pertes sont réduites au minimum.

On bobine de préférence les spires sans support lorsque le diamètre du conducteur autorise une rigidité suffisante. Si un support est nécessaire, choisir un isolant de même qualité que pour le condensateur. Un support à section étoilée est préférable à un support cylindrique car le conducteur a moins de points de contact avec l'isolant.

On peut évaluer les pertes dans un circuit oscillant si l'on connaît la résistance en haute fréquence de la self. Elles sont données par la formule :

$$P = \frac{\pi f C}{Q} E_0^2$$

P représente la puissance perdue en watts ;

C est la capacité du circuit oscillant ;

f est la fréquence d'accord ;

$E_0$  est la tension alternative maximum aux bornes du circuit en oscillation ;

Q est le facteur de qualité du circuit. Soit :  $Q = \frac{2 \pi f L}{R}$

où L est le coefficient de self du bobinage et R, la résistance en haute fréquence de celle-ci.

La résistance en haute fréquence de la self correspond aux pertes dans le conducteur ; elle peut être calculée à partir de la résistance en courant continu. Il faut ensuite ajouter à cette résistance celle due aux pertes dans les diélectriques.

On peut aussi mesurer directement la résistance en haute fréquence du circuit oscillant.

L'expression précédente montre que l'énergie perdue est d'autant plus faible que la capacité d'accord est elle-même plus petite. On ne peut cependant diminuer outre mesure celle-ci, car la valeur minimum du facteur de surtension est imposée d'après le circuit et le fonctionnement de la lampe. En outre, la capacité de sortie de la lampe se trouve en parallèle sur le circuit oscillant et sa valeur n'est pas négligeable.

On devra donc s'appliquer à réaliser des circuits oscillants en utilisant des condensateurs à faibles pertes, en construisant les bobinages de façon aussi parfaite que possible et en n'oubliant pas que les connexions elles-mêmes reliant le circuit oscillant aux organes qui l'alimentent, peuvent également dissiper une fraction relativement importante de l'énergie ; il convient de les établir avec le même souci d'éviter les pertes (fils courts, rectilignes, éloignés des blindages, soudures parfaites, etc...).

**23. Appréciation des pertes.** — Il existe un moyen pratique d'apprécier, au moins approximativement, la puissance perdue dans un circuit oscillant. On observe la consommation anodique de la lampe dans le circuit plaque de laquelle est monté le circuit oscillant. On note la consommation à vide, c'est-à-dire lorsqu'aucune énergie n'est empruntée au circuit (self de la ligne de couplage débranchée, circuit antenne ou résistance de charge enlevée). Théoriquement, le courant plaque devrait alors être nul ou presque.

Pratiquement, on notera un certain courant dont l'intensité renseignera sur la qualité du circuit oscillant. En effet, le courant anodique de l'amplificateur fonctionnant sans charge extérieure correspond à une puissance anodique dissipée en pures pertes sous forme de chaleur dans le circuit lui-même, sur la plaque de la lampe et par absorption dans les diélectriques avoisinant le circuit oscillant.

La puissance dissipée  $P$  dans le circuit oscillant peut s'exprimer par :

$$P = I_{eff}^2 R$$

et comme le facteur de surtension est :

$$Q = \frac{1}{2 \pi f C R}$$

et que l'on a :

$$I_{eff} = 2 \pi f C E_{eff}^2$$

en définitive :

$$W = \frac{2 \pi f C E_{eff}^2}{Q}$$

formule dans laquelle  $E_{eff}$  est la tension alternative de H.F. aux bornes du circuit oscillant déterminée par le courant de haute fréquence  $I_{eff}$ ,  $C$ , la capacité d'accord (condensateur et capacités parasites),  $f$ , la fréquence d'accord du circuit.

La puissance perdue dans le circuit est donc d'autant plus faible que le produit  $2 \pi f C$  est petit et que le facteur de surtension  $Q$  élevé. Ce qui montre l'intérêt d'utiliser une faible capacité d'accord principalement pour les fréquences élevées.

Plus la consommation à vide sera élevée, plus les pertes dans le circuit seront fortes en charge. Avec un bon circuit oscillant sur 80, 40 et même 20 mètres le courant à vide doit toujours être au plus les 10 % du courant normal en charge. Au surplus, le maximum de puissance haute fréquence doit se produire pour *le même accord* du circuit oscillant que celui où apparaît le minimum du courant plaque.

S'il n'en était pas ainsi, il faudrait modifier le rapport de la self à la capacité du circuit pour réaliser les deux conditions précédentes qui caractérisent des circuits oscillants correctement établis.

## CHAPITRE II

### LES LAMPES

Sans exposer le principe de fonctionnement des tubes à vide que l'on trouve dans les traités de T.S.F., il paraît utile de résumer sommairement les propriétés fondamentales des lampes. Ce rappel permettra de préciser la classification des amplificateurs que nous utiliserons fréquemment au cours des chapitres suivants.

#### I. — Les propriétés fondamentales des lampes

On utilise les lampes à l'émission en mettant en œuvre leur propriété fondamentale de constituer des relais amplificateurs. On peut même considérer la fonction oscillatrice d'une

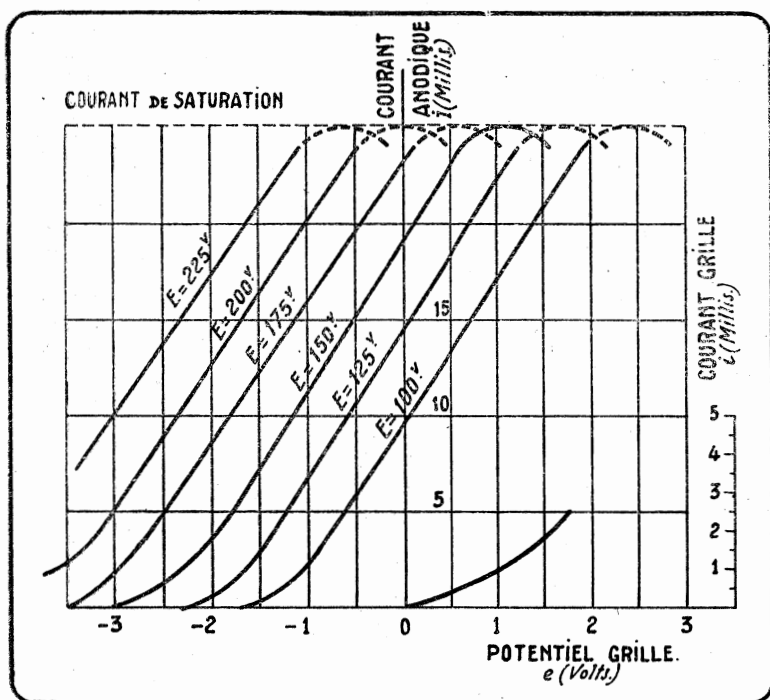


FIGURE 25. — Caractéristiques à tension anodique constante.



lampe comme un cas particulier de l'amplification, basé sur les relations linéaires qui existent, sous certaines conditions, entre la tension d'entrée et le courant de sortie de la lampe.

24. **Caractéristiques d'une lampe.** — Les constantes caractéristiques d'une lampe permettent de chiffrer, d'étudier et de prédéterminer le fonctionnement d'un amplificateur. Elles se déduisent des courbes caractéristiques, tracées pour différentes conditions d'emploi du tube (*figures 25 à 28*).

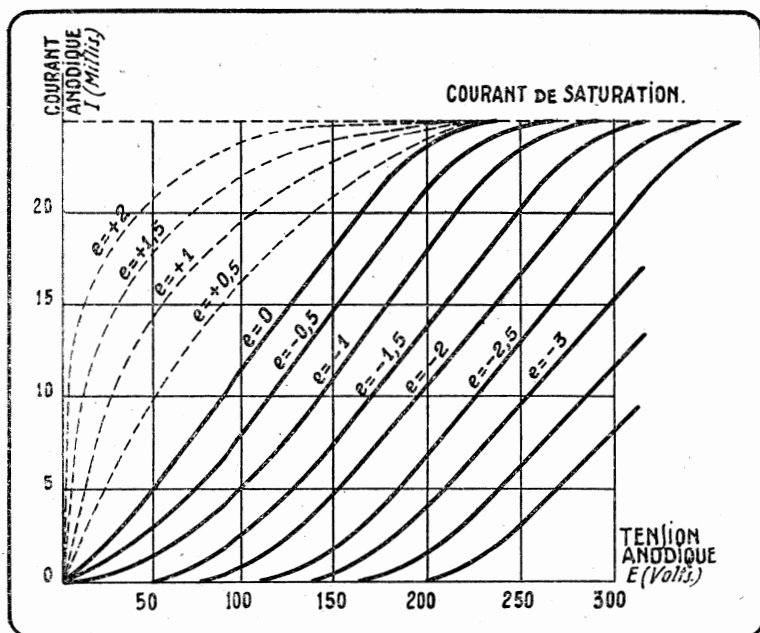


FIGURE 26. — Caractéristiques à tension grille constante.

Ces courbes représentent la variation de courant dans le circuit d'une électrode, le potentiel des autres électrodes demeurant constant.

Les courbes *caractéristiques statiques* d'une lampe sont celles tracées en supposant que les circuits d'anode, de grille ou de cathode ne comportent aucune impédance d'utilisation.

S'il existe, comme en pratique, une impédance d'utilisation (circuit oscillant, organe de liaison, etc...) placée par exemple dans le circuit anodique, celle-ci constitue une charge dont l'effet (impédance) est variable suivant le fonctionnement de la lampe et la nature de cette charge.

Dans le cas d'une charge anodique constituée par une résistance pure (amplificateur à résistance), il se produira dans celle-ci une chute de tension proportionnelle au courant qui la traverse, mais indépendante de la fréquence. Cette chute

variera en fonction du courant anodique. Le fonctionnement « dynamique » est différent du fonctionnement statique.

Il se complique encore si la charge est sélective (circuit oscillant), car l'impédance de celle-ci dépend de la fréquence. Hors de la résonance apparaît une réactance appréciable\* qui provoque une composante de puissance prise dans le courant anodique au détriment de la composante utile. Aussi ne considère-t-on que le cas où, à la résonance, l'impédance du circuit oscillant se réduit à une résistance pure, négligeable pour le courant continu, mais dont la valeur peut être déterminée au mieux pour le courant de haute fréquence qu'il s'agit d'amplifier.

On voit donc que les courbes caractéristiques dynamiques d'une lampe sont différentes des caractéristiques statiques. Elles correspondent au fonctionnement de la lampe dans un cas pratique d'utilisation (figure 27).

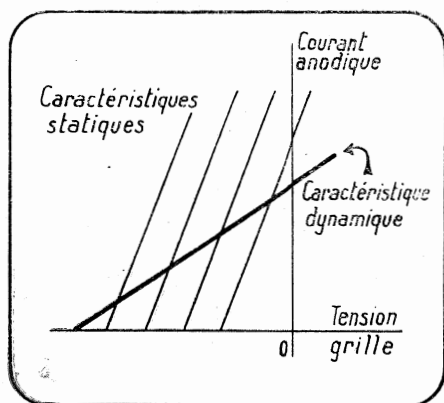


FIGURE 27. — La caractéristique dynamique qui correspond à l'emploi d'une charge purement résistive est toujours moins inclinée, dans le réseau des caractéristiques à tension constante, que les caractéristiques statiques.

La pente dynamique est, en tout état de cause plus petite que la pente statique.

Les constantes caractéristiques d'une lampe sont :

- Le coefficient d'amplification.
- La résistance interne.
- La pente.

Le COEFFICIENT D'AMPLIFICATION d'une lampe est défini par le rapport entre un petit accroissement de tension plaque et la variation correspondante de tension grille nécessaire pour maintenir le courant plaque constant. Le coefficient d'amplification s'exprime par un nombre.

Le coefficient d'amplification que l'on désigne généralement par  $K$ , dépend de la disposition géométrique des électrodes et, en particulier, du pas de la grille et de sa distance

\* Voir figure 2.

à la plaque. Plus la grille protège la cathode du champ électrostatique produit par la plaque, plus grande est la valeur de  $K$ .

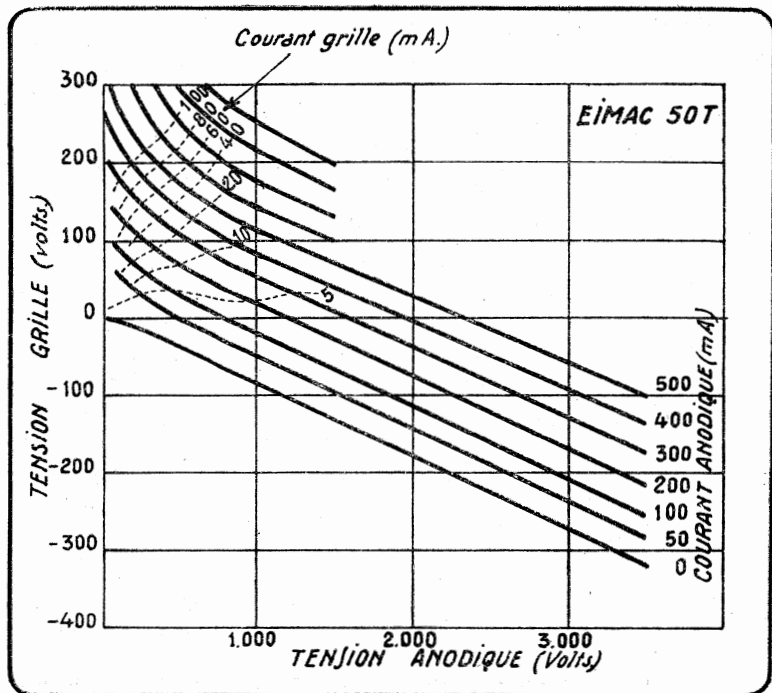


FIGURE 28. — Caractéristiques à intensité constante tracées pour une lampe Eimac 50T. Sur le même graphique et à la même échelle ont été tracées les courbes se rapportant à l'intensité plaque et à l'intensité grille.

Ce mode de représentation des caractéristiques d'une lampe est le moins employé bien que, dans certaines applications, il soit très utile pour le calcul des amplificateurs de puissance utilisés à l'émission.

La **RÉSISTANCE INTERNE** ou résistance dynamique d'une lampe, que l'on désigne par  $\rho$ , est définie par le rapport entre une petite variation de tension plaque et la variation du courant plaque correspondante.  $\rho$  s'exprime en ohms.

Il ne faut pas confondre la résistance interne avec la résistance propre de la lampe (ou résistance statique) qui est égale au rapport de la tension totale de plaque au courant total correspondant. La résistance dynamique est, au contraire, la résistance offerte pour une petite variation de tension plaque.

Les dimensions et les positions relatives des électrodes sont les facteurs principaux qui déterminent la résistance interne d'une lampe.

La **PENTE S** d'une lampe est égale au rapport entre le coefficient d'amplification et la résistance interne de la lampe. Elle

exprime la variation du courant plaque en fonction de la tension grille, les autres tensions de fonctionnement demeurant constantes. La valeur de  $S$  s'exprime en milliampères par volt ( $\text{mA/v}$ ).

Les trois constantes caractéristiques d'une lampe peuvent être obtenues d'après les courbes caractéristiques à tension

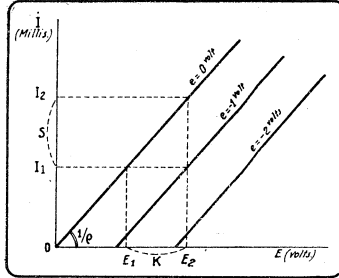


FIGURE 29. — On peut lire directement sur les caractéristiques à tension anodique constante, la valeur de la pente  $S$  de la lampe et son coefficient d'amplification  $K$ . Le coefficient angulaire des caractéristiques est égal à l'inverse de la résistance interne  $\rho$  de la lampe.

grille constante comme le représente la figure 29.  $K$  et  $S$  sont donnés à l'échelle du dessin : on en déduit  $\rho$  par l'équation de Barkhausen :

$$K = \rho S$$

Les caractéristiques dynamiques sont, comme nous l'avons vu, définies en considérant la lampe utilisée dans des conditions normales de fonctionnement, avec une impédance d'utilisation  $Z$ .

Les caractéristiques statiques ont été établies sans charge anodique. S'il existe une impédance d'utilisation dans le circuit anodique (figure 30 par exemple), la tension anodique instantanée ne demeure pas constante et varie en sens inverse

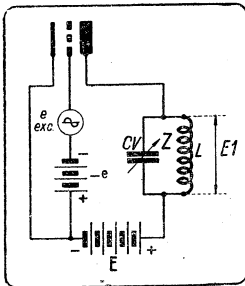


FIGURE 30. — La tension de H.F. appliquée à la grille est  $e_{exc}$  ; la tension de polarisation grille  $-e$  ; la tension continue de plaque  $E$  et la tension H.F. recueillie dans le circuit anodique  $E_1$ .

de la tension instantanée de grille (figure 31). Le point de fonctionnement ne se déplace pas sur une seule caractéristique statique mais décrit une courbe fermée \*. Lorsque l'impé-

\* Lorsque la charge de lampe est une réactance pure, le point de fonctionnement décrit une ellipse sur le réseau des caractéristiques statiques.

dance d'utilisation se réduit à une résistance pure (circuit accordé à la résonance sur la fréquence considérée par exemple), la caractéristique dynamique se réduit à une droite, plus inclinée sur l'axe des tensions grille, dans le réseau de la figure 25, que les caractéristiques statiques.

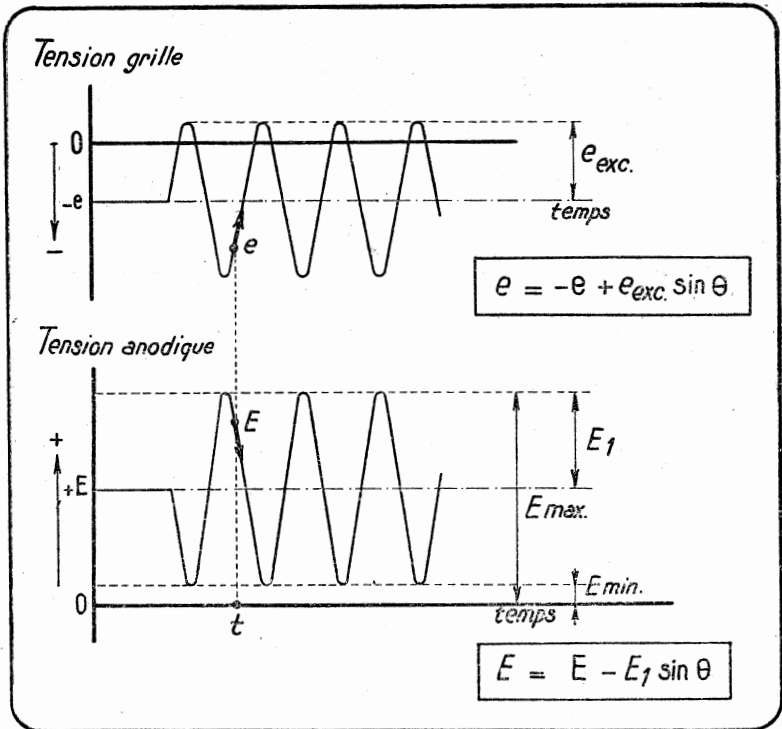


FIGURE 31. — En fonctionnement dynamique, lorsque la tension instantanée de grille  $e$  augmente la tension instantanée de plaque  $E$  diminue.

Les constantes caractéristiques dynamiques sont reliées de façon simple aux constantes statiques.

On démontre que :

— Le coefficient d'amplification dynamique  $k_d$  a pour expression :

$$K_d = \frac{KZ}{\rho + Z}$$

dans laquelle  $K$  est le coefficient d'amplification (statique),  $\rho$ , la résistance interne et  $Z$ , l'impédance d'utilisation anodique.

On appelle aussi cette valeur le gain de l'étage : c'est le rapport entre une petite tension alternative obtenue aux bornes de l'impédance plaque d'utilisation d'une lampe amplificatrice et la faible tension de grille nécessaire à la produire.

Le gain peut aussi s'écrire sous la forme :

$$K_d = \frac{S}{1/\rho + 1/Z}$$

La pente dynamique a pour expression :

$$S_d = \frac{S}{1 + Z/\rho}$$

Le coefficient d'amplification  $K_d$  et la pente dynamique,  $S_d$  sont liés par :

$$K_d = Z S_d$$

Cette expression\* montre que pour réaliser le gain d'étage le plus élevé il y a intérêt à utiliser, avec une lampe de grande pente, une impédance d'utilisation élevée.

25. **Autres caractéristiques.** — D'autres courbes caractéristiques des lampes sont publiées et également utiles à connaître.

**CARACTÉRISTIQUES DU COURANT GRILLE.** — Elles sont généralement tracées à part pour bénéficier d'une échelle différente qui n'oblige pas à rendre ces courbes illisibles.

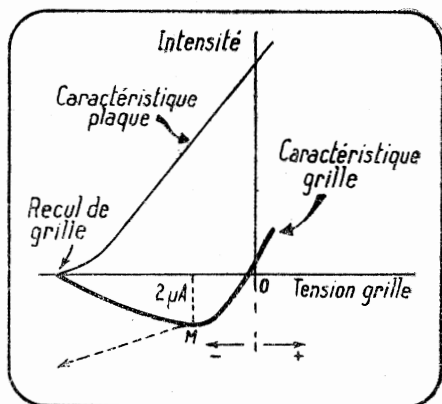


FIGURE 32. — La caractéristique grille près de l'origine montre l'existence d'un courant inverse de grille dont la valeur atteint au maximum quelques microampères. Mais si la lampe n'est pas suffisamment dégazée, ce courant inverse de grille va en s'augmentant et prend une valeur telle qu'il perturbe considérablement le fonctionnement de la lampe.

*La grille demeure négative.* — Dès le recul de grille, le courant grille apparaît (figure 32). Négatif d'abord, c'est-à-dire en sens inverse du courant anodique dans le circuit de cathode, il passe par un maximum M dont la valeur est quel-

\* En réalité cette expression n'est valable que si la réactance du circuit de plaque est nulle. Autrement, la caractéristique dynamique n'est plus une droite, mais une courbe fermée.

quefois désignée par « courant de gaz ». Celui-ci n'est tout au plus que de quelques microampères, même dans les lampes de puissance. Il a son origine dans la présence de gaz inclus dans l'ampoule de la lampe, le vide n'étant jamais absolument parfait.

S'il existe une émission secondaire de grille, le courant inverse de grille tend à augmenter lorsque la polarisation devient plus grande (courbe en traits discontinus).

Le point de potentiel de contact est celui pour lequel le courant grille est nul (point P), ce dernier étant de part et d'autre du point P d'abord négatif puis positif. Ce point est généralement très voisin de l'origine O ; de l'ordre de 0,3 à 1 volt sauf pour certaines lampes « molles », lampes B.F. à vide non poussé où l'écart OP est de quelques volts (6A3, F410, etc...).

Ensuite, le courant grille augmente au fur et à mesure que la tension de grille devient plus positive.

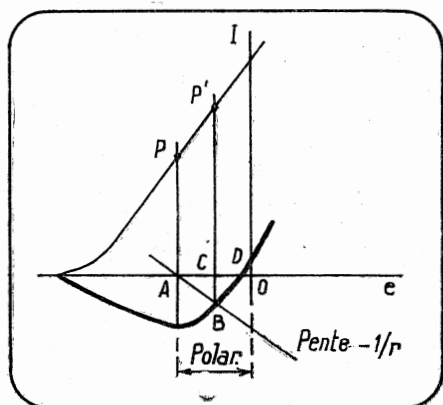


FIGURE 33. — Alors que la polarisation Polar. = OA appliquée devrait donner un point de fonctionnement en P sur la caractéristique plaque, l'existence du courant inverse de grille déplace ce point en P', d'autant plus que la résistance  $r$  du circuit grille est grande.

La droite AB a pour pente  $-1/r$ .

L'existence du courant négatif de grille peut modifier le fonctionnement d'une lampe lorsqu'elle comporte une résistance dans son circuit de grille : cas d'un amplificateur de la classe A à résistance.

Soit OA la polarisation négative de grille appliquée (figure 33). Le point de fonctionnement sur la caractéristique de plaque serait P, s'il n'existait pas de courant négatif de grille. En réalité, le point de fonctionnement devient B sur la caractéristique grille et P' sur la caractéristique plaque, la polarisation réelle n'étant que OC.

Le point B est à l'intersection de la caractéristique de grille et d'une ligne de charge dont la pente est  $-1/r$ ,  $r$  étant la résistance grille.

Il est évident que la polarisation effective ne peut jamais être inférieure à la valeur OD qui correspond au courant grille nul.

L'influence du courant grille sur la polarisation réelle de fonctionnement est à l'origine de la condition imposée par les constructeurs pour la valeur maximum de la résistance grille à ne pas dépasser avec les montages amplificateurs de la classe A.

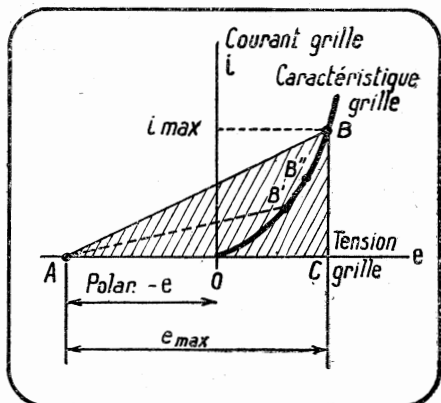


FIGURE 34. — Si l'excursion grille est positive, c'est-à-dire si  $e_{max} \geq e$ , il apparaît un courant grille, d'autant plus grand que la grille devient plus positive. La puissance maximum consommée dans le circuit de grille correspond à l'amplitude maximum de l'excitation de grille pour laquelle le courant grille est  $i_{max}$ . C'est également pour celle-ci que la résistance apparente du circuit de grille est minimum.

*La grille devient positive.* — Dès que le potentiel de grille devient positif, le courant grille apparaît et une puissance d'excitation est consommée dans le circuit grille (figure 34).

La caractéristique représente la variation du courant de grille en fonction de la tension grille\*.

Pour la tension  $e_{max}$  maximum d'excitation grille, le courant de grille correspondant est  $i_{max}$ .

La puissance instantanée correspondante est :

$$P_{exc} = e_{max} \times i_{max}$$

représentée par 2 fois la surface du triangle ABC.

\* La résistance apparente du circuit grille est donnée par l'inverse de la pente de la droite qui joint le point de fonctionnement au repos A, au point de fonctionnement en point B.

On voit ainsi que tant que l'excitation grille est inférieure en amplitude à AO, la résistance est infinie, et qu'elle diminue ensuite progressivement (droites AB', AB'', etc...) jusqu'à la valeur minimum correspondant à la droite AB pour l'excursion positive maximum de grille.



La résistance du circuit grille varie avec l'excitation grille et devient de plus en plus petite au fur et à mesure que le point B s'élève sur la caractéristique.

L'excitation grille doit être faite avec la puissance nécessaire pour satisfaire la condition ci-dessus, la plus défavorable. Elle est alors suffisante en cours de fonctionnement, puisque la puissance consommée n'est pas aussi grande aux autres moments du cycle.

Il faut remarquer également que la résistance d'entrée d'une lampe qui consomme du courant grille n'est pas constante et que la lampe qui l'attaque doit donc débiter une puissance variable, ce qui oblige à certaines précautions (charge grille des amplificateurs de la classe B, par exemple) pour éviter les déformations pouvant en résulter.

**CARACTÉRISTIQUES DU COURANT D'ÉCRAN.** — Il est intéressant de les connaître si l'on veut déterminer, par exemple, la résistance série à monter dans un circuit d'écran afin d'obtenir une tension d'écran réduite vis-à-vis de la haute tension totale d'alimentation.

On connaît généralement les caractéristiques d'une pentode utilisée en reliant ensemble la plaque et l'écran (caractéristiques de la pentode utilisée en triode). Les constructeurs donnent ces caractéristiques.

Or, avec ce montage, le courant d'écran est très sensiblement égal à :

$$A/(1 + A)$$

du courant anodique (écran *plus* plaque) de la triode, A étant le rapport entre le courant écran et le courant plaque\*.

En partant donc des caractéristiques de la pentode utilisée en triode (*figure 36*), on peut très facilement en déduire les caractéristiques tension d'écran-courant d'écran de la lampe. Il suffit de substituer à l'échelle du courant une nouvelle lecture dans le rapport  $A/(1 + A)$  avec l'ancienne (1 mA du courant d'écran =  $(1 + A)$  A milliampères du courant cathodique).

Comme, par ailleurs, à une variation considérable de la tension anodique ne correspond qu'une très faible variation du courant cathodique, on peut considérer que les caractéristiques d'écran sont indépendantes de la tension anodique.

Si l'on utilise une résistance en série R dans le circuit d'écran pour « faire chuter » la tension, on peut à l'aide des caractéristiques connaître la tension réellement appliquée à l'écran. Il suffit de tracer la droite AB dont la pente est

\* En réalité, la variation du courant d'écran lorsque varie la tension de grille est telle que le rapport entre le courant de plaque  $I_a$  et le courant d'écran  $I_e$  ne demeure approximativement constant à la condition seule que la tension anodique de fonctionnement soit considérablement supérieure à celle qui correspond au coude de la caractéristique (*figure 35*).

On a, en désignant par  $I_c$ , l'intensité du courant cathodique de la pentode :

$$I_c = I_a + I_e$$

Si le rapport  $I_e/I_a$  est constant et égal à A, on trouve, après substitution de cette valeur dans l'expression précédente :

$$I_e = I_c A / (1 + A)$$

—  $1/R$ . Avec une résistance de 1 mégohm et une alimentation sous 300 volts, le point A est sur l'ordonnée 0 à :  $I = 300/1.000.000 = 0,3$  mA ; le point B est à 300 volts.

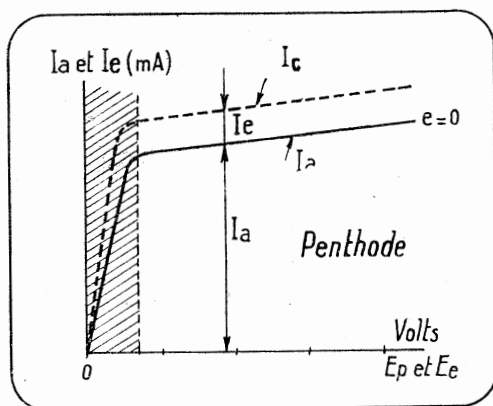


FIGURE 35. — En dehors de la zone hachurée, le courant cathodique  $I_c$  de la pentode varie proportionnellement au courant de la plaque  $I_p$ . On voit donc que la variation du courant d'écran  $I_e$  est la même à un facteur de proportionnalité près (changement d'échelle de lecture) que celle du courant plaque  $I_a$  puisque :  $I_e = I_a + I_c$ .

Si la tension grille est :  $e = -5$  volts, la tension écran qui correspond au point P est de + 110 volts.

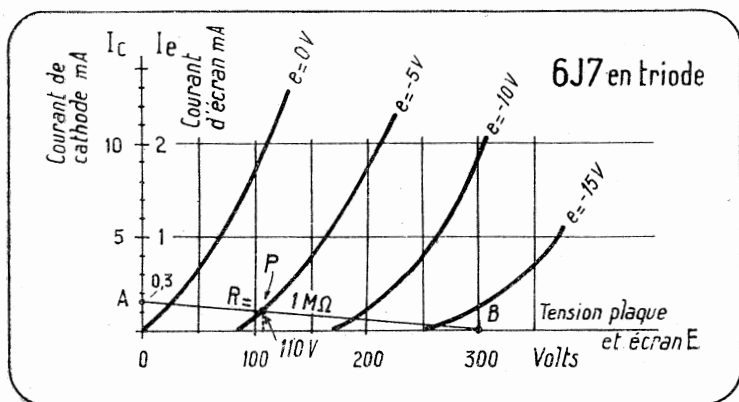


FIGURE 36. — Caractéristiques d'une pentode 6J7 utilisée en triode.

Lorsque le courant de plaque de la 6J7 est de 2 mA, le courant d'écran est de 0,5 mA. On en déduit que le rapport A des deux courants est de :  $A = 0,5/2 = 0,25$ , valeur qui sert à faire la transposition de l'échelle des intensités pour obtenir les caractéristiques d'écran de la pentode.

Inversement, connaissant la tension de polarisation grille, on peut déterminer la résistance d'écran avec laquelle on obtiendra la tension désirée de fonctionnement d'écran.

**26. Quelques définitions.** — D'autres définitions se rapportant aux lampes doivent être connues ; nous les rappelons ci-dessous.

*Amplification en tension.* — L'amplification en tension est le rapport entre la tension disponible, par le fait de la tension d'entrée, aux bornes de sortie d'un amplificateur et la tension fournie aux bornes d'entrée de celui-ci.

*Amplification en courant.* — L'amplification en courant est le rapport entre l'intensité produite, par le fait du courant d'entrée, dans le circuit de sortie d'un amplificateur et l'intensité fournie au circuit d'entrée.

*Amplification de puissance.* — C'est le rapport entre la puissance disponible à la sortie d'un amplificateur et celle fournie à l'entrée de celui-ci. On l'appelle aussi rendement propre de l'amplificateur.

*Capacités internes.* — Les électrodes d'une lampe placées en regard les unes des autres forment un système électrostatique et constituent les armatures de condensateurs dont les capacités sont désignées par « capacités internes de la lampe ».

Dans une lampe à trois électrodes, il existe les capacités entre grille et cathode, grille et plaque, plaque et cathode. La plus importante que nous aurons à considérer est la capacité grille-anode.

L'effet des capacités internes dépend de l'impédance des circuits extérieurs associés à la lampe : il est par conséquent fonction de la fréquence et de la charge extérieure \*.

La capacité grille-cathode donne naissance à un courant de fuite par capacité susceptible de provoquer l'échauffement de la grille. La capacité grille-plaque provoque un couplage entre les circuits d'entrée et de sortie, couplage mis à profit dans les oscillateurs ou compensé dans les amplificateurs par le neutrodynage.

Le coefficient d'amplification d'une lampe — qui dépend de la forme et de la disposition respectives des électrodes et non du pouvoir émissif de la cathode — est relié aux capacités internes par la relation :

$$K = \frac{C_{gc}}{C_{ac}}$$

$C_{gc}$ , étant la capacité interne grille-cathode et  $C_{ac}$ , la capacité interne anode-cathode.

*Charge d'une lampe.* — On désigne par charge d'une lampe, l'impédance d'utilisation placée dans le circuit anodique de la lampe. On considère fréquemment la charge anodique comme réduite à une résistance pure (non inductive ni capacitive) sans réactance.

\* Voir nota de la page 317.

**Courant de cathode.** — C'est le courant total arrivant à travers l'espace vide de la lampe à la cathode. On le mesure dans le circuit de cathode (lampe à chauffage indirect) ou dans le circuit du filament (lampe à chauffage direct). Il ne faut pas le confondre avec le courant de chauffage de la lampe.

**Durée du cycle d'attaque.** — La variation de la tension d'attaque (excitation) appliquée au circuit grille d'une lampe possède une forme périodique : on suppose généralement qu'elle est sinusoïdale. Elle comprend une alternance (demi-période) positive et une alternance négative constituant un cycle complet ou une période de variation.

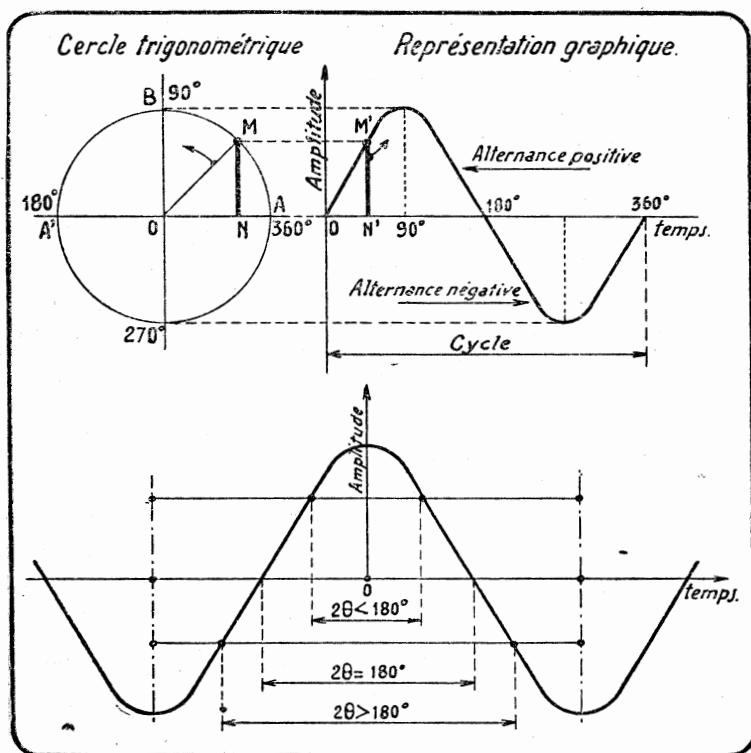


FIGURE 37. — L'angle d'ouverture ou l'angle de passage sert de mesure à la partie du cycle H.F. durant lequel circule le courant anodique d'une lampe amplificatrice.

Le nombre de périodes par seconde dépend de la fréquence du mouvement vibratoire : un nombre de secondes ou plutôt de fractions de seconde ne pourrait donc servir à exprimer la durée d'un cycle que si l'on connaissait la fréquence propre de l'oscillation.

Aussi, afin de donner une indication valable dans tous les cas, quelle que soit la fréquence de l'oscillation considérée, on

exprime la durée du cycle d'après les indications du cercle trigonométrique en degrés ou en radians (*figure 37*).

Le cycle entier représente une « durée » ou une *ouverture* de 360 degrés : c'est l'angle que doit décrire d'un mouvement uniforme à partir de l'origine le rayon OM du cercle trigonométrique pour que le point M' représentatif du point M sur la circonférence trace la courbe du cycle complet de variation.

Une durée de cycle s'exprime donc par un nombre de degrés ou de radians (2  $\pi$  radians équivalent à 360 degrés).

Une durée de 360° représente un cycle complet d'oscillation.

Une durée de 180° représente un demi-cycle correspondant à une seule des alternances.

Une durée plus grande ou plus petite que 180° est représentée *figure 37*.

Il est commode de considérer au lieu de la durée du cycle, l'*angle de passage* ou angle d'ouverture que l'on définit comme suit :

Le courant plaque traverse la lampe durant le cycle complet ou durant une partie seulement de celui-ci suivant les conditions de fonctionnement imposées. En désignant par 2  $\pi$  (ou 360°) la durée d'un cycle, le temps pendant lequel le courant plaque traverse la lampe est 2  $\theta$ .  $\theta$  s'appelle l'angle de passage du courant plaque : c'est l'intervalle de période pendant lequel passe le courant anodique.

L'angle de passage est donc la moitié de la durée précédemment définie\*. Une durée de 180° correspond à un angle de passage de 90° ou  $\pi/2$  ; une durée de 120° à un  $\theta$  de 60° ou  $\pi/3$  radians, etc...

*Emission électronique.* — Libération d'électrons par une électrode dans l'espace environnant.

*Emission thermoionique.* — Emission électronique sous l'influence de la chaleur

*Emission secondaire.* — Emission électronique provoquée par le choc des électrons contre une électrode ou un obstacle (molécule). L'émission secondaire donne naissance à la charge d'espace qui provoque un effet de répulsion sur l'émission électronique normale.

*Emission de grille.* — Emission électronique provenant d'une grille.

*Excitation grille.* — Oscillation appliquée au circuit de grille d'une lampe amplificatrice. On considère l'amplitude *en volts* et la puissance *en watts* de l'excitation grille appliquée à l'entrée de la lampe.

*Excursion de grille.* — En cours de fonctionnement, la tension instantanée de grille varie, depuis la valeur normale qu'elle possède au repos jusqu'à l'amplitude maximum. Cette variation est désignée par excursion de grille (correspondant au *swing* des Anglo-Saxons).

\* Certains auteurs définissent l'angle de passage par 2 $\theta$  au lieu de  $\theta$  comme nous le faisons, et ne font pas de différence entre la *durée* et l'*angle*.

L'excursion peut se faire dans les régions des caractéristiques où n'apparaît pas le courant de grille : c'est l'excursion négative de grille. Si le potentiel de grille devient positif au cours de sa variation, l'excursion est positive. C'est une des caractéristiques des amplificateurs de la classe B2 par exemple.

*Harmonique.* — On appelle harmonique une oscillation dont la fréquence est un multiple entier (2, 3...) de la fréquence de l'oscillation fondamentale.

*Impédance d'entrée.* — Lorsque le circuit grille consomme une puissance d'excitation, il convient de considérer l'impédance de ce circuit qui se définit d'après le rapport de la tension d'excitation au courant grille ( $e/i$ ).

Pour la pentode RK-20 par exemple, dont l'excitation grille est de 5 mA sous 175 volts, l'impédance d'entrée est :  $175/0,005 = 35.000$  ohms.

L'excitation est utilisée avec le meilleur rendement lorsque l'impédance du circuit oscillant d'attaque de la lampe est égale à l'impédance d'entrée de la lampe.

On montre que l'impédance d'entrée des pentodes diminue comme le carré de la longueur d'onde : le rendement de ces lampes est donc réduit sur ondes courtes à cause de l'amortissement provoqué par le circuit d'entrée.

Mais il y a encore lieu de considérer l'impédance à froid et l'impédance à *chaud* d'entrée de la lampe.

L'impédance à froid est principalement déterminée par les pertes diélectriques dans le verre, le pied de la lampe, le culot, etc... : elle varie de façon inversement proportionnelle à la fréquence.

L'impédance à chaud est déterminée par la construction même de la lampe et par les tensions de fonctionnement. Elle a deux origines : la durée de transit des électrons qui n'est plus négligeable aux fréquences élevées et l'inductance de la connexion de cathode, qui provoque un couplage parasite entre circuits.

*Limite de la tension plaque minimum.* — Comme il est expliqué plus loin, au sujet de la *tension de déchet*, la tension instantanée de grille et la tension instantanée de plaque varient, en fonctionnement, en sens inverse. Lorsque la seconde diminue la première augmente et *vice versa*.

Or si la grille devenait plus positive que la plaque, le fonctionnement de la lampe changerait brusquement d'allure. La grille capterait la plus grande partie des électrons, en prenant le rôle de la plaque. La dissipation d'énergie serait considérable sur la grille. Le tube se comporterait comme un diode.

La condition limite est que la tension grille devienne au plus égale à la tension plaque, d'où la tension de déchet prévue dans la variation de la tension anodique.

Cette condition apparaît dans le réseau des caractéristiques à tension grille constante (*figure 38*). La caractéristique pour laquelle la tension plaque égale la tension plaque est la « diode line » des Américains. En aucun cas, le point de fonctionnement ne peut se déplacer sur la ligne de charge au delà de la ligne  $E = e$  dans la zone hachurée.

**Point de fonctionnement.** — C'est le point déterminé sur un réseau de caractéristiques par ses coordonnées telles que tension anodique-tension de polarisation, sur le réseau de caractéristiques à tension anodique constante ; tension anodique-courant anodique, sur le réseau de caractéristiques à intensité constante, etc...

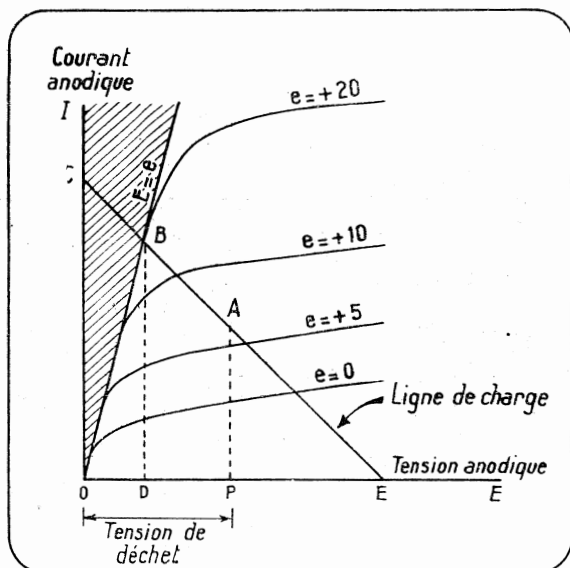


FIGURE 38. — La caractéristique pour laquelle la tension plaque égale la tension grille limite l'excursion positive de grille en fonctionnement.

La tension anodique minimum doit être le double de la tension correspondant à cette caractéristique OD au moment où l'amplitude du courant anodique est maximum.

Tension anodique minimum  $\geq 2 OD$ . L'excursion grille — « swing » — doit être limitée au point A.

**Puissance d'alimentation anodique ou puissance plaque.** — Elle est exprimée par le produit de la tension anodique continue E par la valeur moyenne  $I_m$  du courant continu débité par la source de tension anodique, valeur mesurée dans le circuit plaque de la lampe au moyen d'un appareil à cadre mobile.

On a :

$$P_{a11} = E \cdot I_m$$

**Puissance fournie ou puissance de sortie.** — C'est la puissance disponible dans le circuit de sortie de la lampe, puissance alternative de haute ou basse fréquence, suivant qu'il s'agit d'une lampe émettrice ou modulatrice. Dans ce dernier cas, on appelle aussi la puissance de sortie, *puissance modulée* fournie par la lampe.

Soit  $R_a$  la résistance apparente du circuit anodique, supposée avoir une réactance nulle (impédance équivalente à une

résistance pure) ;  $E_{\max}$ , l'amplitude maximum de la tension alternative de plaque aux bornes de  $R_a$  ;  $I_{\max}$ , la valeur maximum du courant plaque traversant  $R_a$ , la puissance de sortie s'exprime par :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{E_{\max} I_{\max}}{2}$$

avec :

$$E_{\max} = I_{\max} \cdot R_a$$

*Puissance d'entrée.* — C'est la puissance alternative de haute ou basse fréquence consommée dans le circuit d'entrée de la lampe (circuit grille) pour l'excitation grille de la lampe.

*Rendement plaque ou rendement de conversion.* — Rapport de la puissance de sortie à la puissance alimentation. Avec les notations précédentes, on a donc :

$$\text{rendement} = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{a11}}} = \frac{1}{2} \frac{E_{\max} \cdot I_{\max}}{E \cdot I_m}$$

Il y a lieu de noter que  $E_{\max}$  et  $I_{\max}$  sont les valeurs relatives à l'oscillation sinusoïdale fondamentale (harmonique 1), désignées par  $E_1$  et  $I_1$ , dans le cas où sont engendrées dans le circuit plaque, des impulsions périodiques non sinusoïdales \*.

*Recul de grille.* — Valeur de la polarisation de grille pour laquelle le courant plaque s'annule.

Cette polarisation que l'on désigne par polarisation de blocage (*cut-off* des Anglo-Saxons) correspond à l'origine de la caractéristique à tension anodique constante de la lampe (*figure 39*).

Une approximation satisfaisante pour déterminer le recul de grille d'une lampe est obtenue en le calculant par l'expression :

$$e = - \frac{E}{K}$$

dans laquelle  $e$  est le recul de grille,  $E$ , la tension anodique appliquée et  $K$ , le coefficient d'amplification.

Dans le cas d'une triode,  $K$  est le coefficient d'amplification du tube.

\* Le calcul (cf. *The Wireless Engineer*, n° 171, vol. XIV, décembre 1937) montre que, dans le cas d'un amplificateur de la classe B ou C, on a :

$$P_{\text{sortie}} = I_m E_1 (1 - 0,087 \theta^2)$$

et puisque :

$$P_{\text{a11}} = I_m E$$

le rendement peut s'évaluer par l'expression (voir nota, page 103) :

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{a11}}} = (1 - 0,087 \theta^2) \frac{E_1}{E}$$

dans laquelle  $\theta$  est l'angle de passage exprimé en radians, le rapport  $\frac{E_1}{E}$  défini par la tension de déchet.



Dans le cas d'une pentode,  $K$  est le coefficient d'amplification de la triode constituée par la cathode, la grille et l'écran ; le facteur à prendre en considération n'est donc pas le  $K$  de la pentode.

Ainsi pour la 6F6 utilisée sous 400 volts plaque, 275 volts écran,  $K = 7$ . Pour la 6V6 sous 350 volts plaque, 250 volts écran,  $K = 9$ . Pour la 6L6, sous 400 volts plaque, 300 volts écran,  $K = 8^*$ .

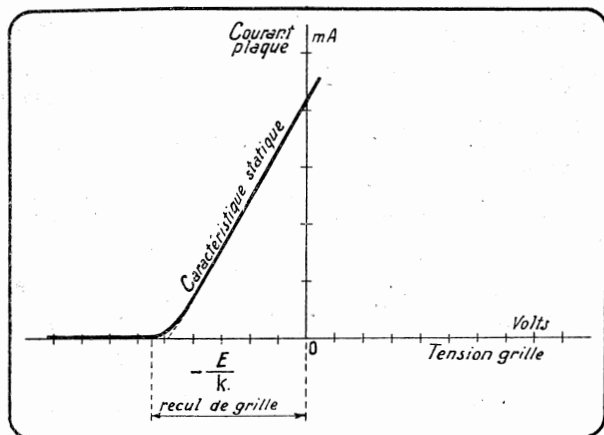


FIGURE 39. — Le recul de grille est la tension négative de polarisation qui correspond à l'origine de la caractéristique statique de la lampe.

**Réaction d'anode.** — C'est la différence entre la tension d'excitation grille réellement appliquée en fonctionnement *dynamique* et la tension d'excitation grille qui, en fonctionnement *statique*, fournirait la même variation du courant anodique.

**Résistance apparente de la lampe.** — Il est commode pour certaines explications d'assimiler une lampe à un générateur de courant de haute (ou basse) fréquence, un alternateur (un dipôle) fournissant une tension  $Ke$  et possédant une résistance apparente  $R = E/I_m$ ,  $E$  étant la tension anodique continue et  $I_m$  l'intensité du courant anodique lue sur un appareil à cadre mobile. La résistance apparente se dénomme aussi quelquefois l'impédance du tube.

**Résistance de charge.** — Résistance totale placée dans le circuit anodique de la lampe.

**Résistance de charge entre plaques.** — Résistance totale effectivement placée dans le circuit anodique d'un montage push-pull entre les plaques des deux lampes montées en opposition.

\* Voir tableau de la page 123.

*Tension de déchet.* — Le potentiel instantané de plaque passe par un minimum au moment même où le potentiel de grille arrive à un maximum. Il est bon d'observer une légère marge entre le minimum de tension plaque et le maximum de tension grille afin que la plaque ne soit jamais à un potentiel inférieur à celui de la grille au même instant. Cette marge est la tension de déchet.

Si  $E_1$  est l'amplitude de la tension alternative anodique et  $E$  la tension continue anodique, le rapport  $E_1/E$  qui intervient fréquemment dans les formules est voisin de 0,8.

**27. Notations utilisées pour l'étude du fonctionnement des lampes.** — Outre les notations  $k, k_a, \rho,$  etc... indiquées précédemment, nous employerons dans l'étude du fonctionnement des différentes classes d'amplification les notations suivantes :

Tension plaque et courant plaque :	
lettres majuscules .....	$E, I$
Tension grille et courant grille :	
lettres minuscules .....	$e, i$
Valeurs en courant alternatif :	
en caractères <i>italiques</i> .....	$E, e, I, i$
Valeurs en courant continu :	
en caractères romains .....	$E, e, I, i$
Pour les valeurs modulées, etc..., la désignation est faite au moyen d'un indice inférieur ..	$E_{mod}, E_{max}$

**CIRCUIT ANODIQUE :**

Valeur instantanée du courant plaque ....	$I$
Valeur maximum du courant plaque .....	$I_{max}$
Amplitude du premier harmonique du courant anodique .....	$I_1$
Valeur moyenne de la composante continue.	$I_m$
Tension anodique continue .....	$E$
Amplitude du premier harmonique de la tension anodique .....	$E_1$
Amplitude maximum de la tension alternative de plaque .....	$E_{max}$
Tension de déchet .....	$E_{min}$

**CIRCUIT GRILLE :**

Valeur absolue de la polarisation négative de grille .....	$e$
(La polarisation grille est donc : -e)	
Recul de grille .....	$e_r$
Amplitude de la tension alternative de grille.	$e$
Amplitude de la composante alternative de l'excitation grille utile .....	$e_{ex}$

## II. — Différents modes de fonctionnement des lampes

La fonction amplificatrice résulte des propriétés mêmes de la lampe : une légère variation de la tension grille, pour une polarisation de base convenable, produit une variation du courant plaque beaucoup plus importante que celle qu'aurait produit la même variation appliquée dans le circuit plaque.

Il suffit de soumettre le circuit grille de la lampe à la variation de tension à amplifier pour recueillir dans le circuit

plaque une variation correspondante du courant plaque. Suivant la façon dont est appliquée l'excitation grille et le résultat obtenu, on distingue divers modes de fonctionnement des lampes amplificatrices qui correspondent aux différentes classes d'amplification.

Trois classes d'amplification ont été définies : la classification a été standardisée par l'*Institute of Radio Engineers* (I.R.E.).

Les différentes classes se distinguent par la durée du cycle de la tension d'entrée à amplifier, pendant laquelle le courant plaque traverse le circuit anodique : en d'autres termes, par l'angle de passage du courant anodique.

On dit qu'une lampe fonctionne en amplificatrice de la CLASSE A lorsque les tensions de polarisation et d'excitation grille sont telles que le courant plaque existe durant toute la durée des alternances de l'attaque grille.

L'amplificateur parfait de la classe A est celui pour lequel la composante alternative du courant anodique est une reproduction exacte de la forme complète de l'excitation grille ; le courant anodique existe durant les deux alternances du cycle d'entrée : l'angle de passage est de  $180^\circ$  ( $\pi$  radians).

On dit qu'une lampe fonctionne en amplificatrice de la CLASSE B lorsque, sans excitation grille, la tension de polarisation grille est sensiblement égale au recul de grille. Ainsi, en l'absence d'excitation grille, le courant anodique de la lampe est sensiblement nul et n'existe au cours de l'excitation grille que durant la moitié du cycle.

L'amplificateur parfait de la classe B est celui pour lequel la composante alternative du courant anodique est une reproduction exacte de la forme de l'alternance de l'excitation grille qui rend cette électrode plus positive : le courant plaque existe durant une alternance seulement du cycle : l'angle de passage est de  $90^\circ$  ( $\pi/2$  radians).

On dit qu'une lampe fonctionne en amplificatrice de la CLASSE C lorsque, en absence d'excitation grille, la tension de polarisation grille est bien supérieure à celle pour laquelle le courant plaque s'annule, c'est-à-dire à la tension de blocage. Le courant anodique n'existe au cours de l'excitation grille, dont l'amplitude doit être suffisante, que durant moins d'une alternance de cycle : l'angle de passage est inférieur à  $90^\circ$ .

Outre ces trois classes principales, il existe des classes dans lesquels le fonctionnement est intermédiaire entre les précédents. On les désigne à l'aide des lettres AB ou BC.

On dit qu'une lampe fonctionne en amplificatrice de la CLASSE AB lorsque les tensions de polarisation et d'excitation grille sont telles que le courant anodique existe pendant une durée moindre que le cycle complet ( $360^\circ$ ), mais notablement plus grande qu'une alternance ( $180^\circ$ ). L'angle de passage du courant anodique est compris entre  $90$  et  $180^\circ$  ( $\pi/2 < \theta < \pi$ ).

Ce mode de fonctionnement est également désigné par fonctionnement en classe A' (A prime).

On dit qu'une lampe fonctionne en amplificatrice de la CLASSE BC lorsque les tensions de polarisation et d'excitation

grille sont telles que le courant anodique existe pendant une durée moindre qu'une alternance ( $180^\circ$ ), mais cependant pendant une partie importante de celle-ci : l'angle de passage du courant anodique est voisin de  $90^\circ$  ( $\pi/2$  radians).

Enfin, l'indice 1 ajouté à la lettre ou aux lettres indique dans le mode de fonctionnement défini précédemment que le courant grille est constamment nul. La classe A pourrait donc, comme nous le verrons plus loin, s'appeler également la classe A1.

L'indice 2 indique que le courant grille prend naissance pendant une partie du cycle de la tension grille alternative à amplifier.

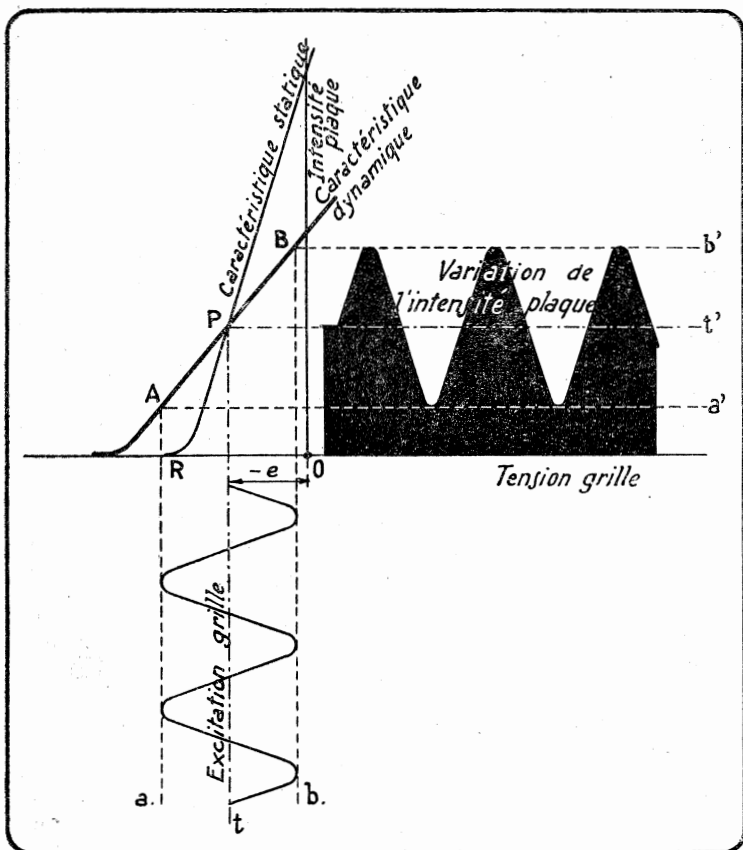


FIGURE 40. — La caractéristique dynamique, rectiligne comme la caractéristique statique, est moins inclinée que celle-ci : on démontre que sa pente est plus faible que celle de la caractéristique statique.

28. L'amplificateur de la classe A. — L'amplificateur de la classe A est le montage le plus utilisé dans les récepteurs. Il n'est employé à l'émission que pour constituer les étages inter-

médiaires (amplificateurs de tension) ou de peu de puissance des modulateurs.

**POLARISATION DE GRILLE.** — La polarisation de grille d'une lampe fonctionnant en amplificatrice de la classe A est réglée de telle sorte que le point de fonctionnement se trouve au milieu de la partie rectiligne de la caractéristique dynamique qui correspond à des potentiels négatifs de grille (figure 40).

**EXCITATION DE GRILLE.** — L'amplitude de la tension d'excitation grille ne doit jamais être telle que la grille devienne positive pour les pointes de la tension d'attaque. Aucun courant grille ne doit exister en fonctionnement. L'impédance du circuit d'entrée demeure donc très grande.

Par ailleurs, l'excitation ne doit jamais rendre suffisamment négative la grille pour que le courant plaque devienne nul. Il convient même de déterminer l'amplitude de l'excitation grille de telle sorte que le point de fonctionnement ne se déplace pas sur le coude inférieur de la caractéristique, ce qui provoquerait des distorsions.

Pratiquement l'amplitude de la tension d'attaque agissant sur la grille d'une lampe amplificatrice de la classe A doit toujours être inférieure à la valeur de la polarisation continue : cette valeur figure dans les tableaux de caractéristiques des lampes. Si on l'ignore, on peut choisir en première approximation une valeur légèrement inférieure à celle donnée par l'expression :

$$-e = \frac{-E}{2k}$$

E, étant la tension anodique continue de la lampe et k, son coefficient d'amplification statique.

Dans le cas où l'on utilise une triode avec une résistance de charge exactement égale au double de la valeur de la résistance interne de la lampe, on démontre que la tension de polarisation doit être égale à :  $3 E/4 k$ .

Pour une lampe F.410 Philips, par exemple, qui possède un k de 10, la polarisation à adopter pour un fonctionnement en amplification de la classe A sous 550 volts doit être un peu inférieure à :

$$-e = \frac{-550}{20} = -27,5 \text{ volts}$$

Les tableaux de caractéristiques indiquent — 36 volts, la résistance d'utilisation étant de 7.000 ohms (résistance interne de la F.410, 2.500 ohms).

**COURANT ANODIQUE.** — Le courant plaque d'une lampe amplificatrice de la classe A circule durant le cycle complet d'excitation. IL conserve un débit constant que la lampe soit soumise à une excitation ou non, c'est-à-dire que la lampe ait un service utile ou non.

Cette particularité essentielle des amplificateurs de la classe A, qui est même le moyen de vérifier si le fonctionnement est correct, a permis de réaliser la polarisation automatique

de grille. On crée une différence de potentiel entre la grille et le filament, de valeur et de sens convenables, en intercalant dans le circuit de cathode (figure 41) une résistance R, que l'on calcule par la loi d'Ohm :

$$R = \frac{e}{I}$$

e, étant la tension de polarisation à obtenir et I, l'intensité du courant cathodique (somme du débit plaque et éventuellement du débit écran).

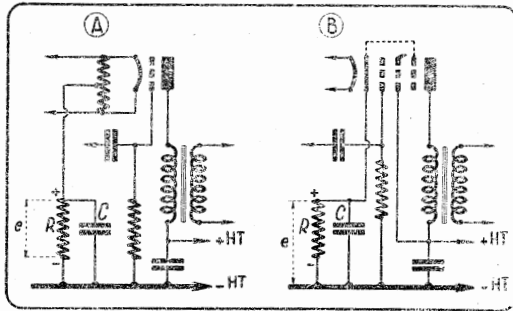


FIGURE 41. — Réalisation de la polarisation automatique au moyen d'une résistance cathodique : A, dans le cas d'une lampe à chauffage direct ; B, dans le cas d'une lampe à chauffage indirect.

Une capacité C est branchée aux bornes de la résistance R pour éviter que le courant modulé ne la traverse.

**PUISSANCE DE SORTIE.** — La puissance de sortie, proportionnelle au carré de l'excitation grille, est toujours relativement faible, comparée à celle que pourrait fournir la même lampe utilisée sous la même tension en amplificatrice de la classe AB ou B : elle est de 3 à 5 fois plus petite \*.

**RENDEMENT.** — En supposant que la lampe possède des caractéristiques statiques parfaitement rectilignes, l'amplitude maximum du courant alternatif de plaque  $I_{max}$  est limitée à la valeur statique du courant anodique continu en l'absence d'excitation grille (courant anodique au repos). De même, la plaque ne devant jamais devenir négative, l'amplitude maximum de la tension alternative de plaque  $E_{max}$  est limitée à la tension anodique continue E. Le rendement plaque s'exprime par :

$$\frac{P_{sortie}}{P_{n11}} = \frac{E_{max} \cdot I_{max}}{E \cdot I_m}$$

Il peut théoriquement atteindre dans le cas le plus favorable 1/2 ou 50 % pour une excitation grille suffisante.

Pratiquement, il ne dépasse pas 15 à 25 % avec des triodes ou des pentodes utilisées à pleine puissance, sans distorsion

\* C'est du reste cette raison qui a conduit à utiliser l'amplification de la classe B, dans laquelle la puissance de sortie est aussi proportionnelle au carré de l'excitation grille, mais qui admet une excitation grille beaucoup plus grande.

excessive. Aussi les amplificateurs de la classe A ne sont-ils pas utilisés dans les circuits H.F. d'émission, mais uniquement dans l'amplification B.F. pour obtenir des gains élevés d'étage.

Si la lampe fonctionne jusque dans des parties non linéaires (coudes inférieurs) des caractéristiques, le courant anodique moyen n'est plus invariable, mais dépend de l'amplitude de l'excitation : le rendement peut voisiner 50 %, mais l'amplificateur apporte des distorsions importantes.

Le rendement propre, que l'on appelle aussi le gain de puissance de l'étage, c'est-à-dire le rapport de la puissance disponible dans le circuit plaque à celle fournie au circuit grille est excessivement élevé, puisque le circuit grille n'est traversé par aucun courant, n'absorbe qu'une puissance infime et présente toujours une impédance très élevée.

L'avantage principal d'un amplificateur de la classe A est de n'introduire que de faibles distorsions. La forme de la variation du courant anodique est une reproduction fidèle de celle de la tension d'excitation grille.

Les amplificateurs de la classe A constituent à l'émission les préamplificateurs des modulateurs (amplificateurs de tension) et quelquefois l'étage final de ceux-ci lorsqu'il n'est nécessaire que d'une très faible puissance modulée.

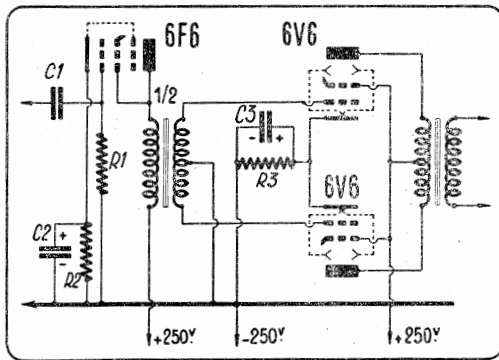


FIGURE 42. — Montage push-pull de la classe A1 à transformateur (puissance modulée 9 watts).

Valeur des éléments :

R1 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C1 = 20.000 $\mu$ F.
R2 = 250 ohms (0,5 watt).	C2 = 25 $\mu$ F (50 volts).
R3 = 125 ohms (2 watts).	C3 = 25 $\mu$ F (50 volts).

Nota. — Les circuits de chauffage des lampes à chauffage indirect ne sont pas représentés.

**MONTAGE DE DEUX TUBES EN PUSH-PULL.** — On peut augmenter la puissance de sortie d'un amplificateur de la classe A en montant deux lampes symétriquement (push-pull de la classe A1) ou en parallèle.

Dans le montage push-pull, les grilles des deux lampes doivent être excitées par des tensions modulées d'égale ampli-

tude mais en opposition de phase. Tandis que l'une, à un instant donné, devient par exemple positive, l'autre grille doit être au même moment négative par rapport à la prise commune des cathodes reliées en parallèle.

On peut réaliser des montages push-pull soit à transformateur, soit à résistances. Dans le premier cas (*figure 42*), le secondaire du transformateur de liaison comporte une prise médiane reliée à la cathode, les extrémités de l'enroulement étant réunies symétriquement aux grilles des lampes.

Dans le second cas, une lampe de déphasage (déphasage par lampe spéciale ou déphasage cathodique dans le préamplificateur \*) est nécessaire pour réaliser l'attaque du push-pull sans recourir à l'emploi d'un transformateur à prise médiane, mais en utilisant uniquement des résistances (*figures 43 et 44*).

Puisque les tensions d'excitation de grille d'un push-pull sont en opposition, le courant plaque de l'une des lampes augmente lorsque le courant anodique de l'autre diminue. On réunit donc les plaques aux extrémités d'un transformateur de sortie dont la prise médiane est reliée au + H.T.

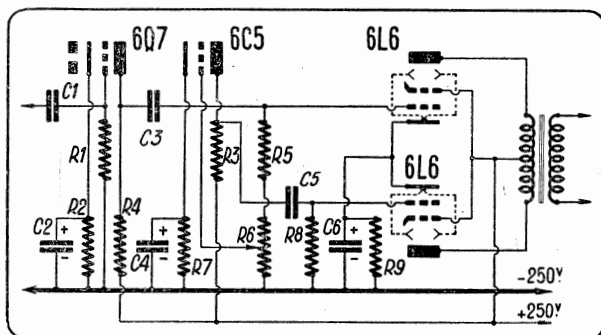


FIGURE 43. — Montage push-pull de la classe A1 à résistances, avec lampe de déphasage séparée (puissance modulée 13 watts).

Valeur des éléments :

R 1 = 1 mégohm (0,25 watt).	R 8 = 500.000 ohms (0,25 watt).
R 2 = 5.000 ohms (0,5 watt).	R 9 = 250 ohms (2 watts).
R 3 = 100.000 ohms (1 watt).	C 1 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 4 = 250.000 ohms (1 watt).	C 2 = 25 $\mu\mu\text{F}$ (50 volts).
R 5 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C 3 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 6 = potentiomètre 50.000 ohms (graphite).	C 4 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).
R 7 = 5.000 ohms (0,5 watt).	C 5 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
	C 6 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).

Les courants modulés de sortie circulant ainsi en opposition de phase dans chaque partie bobinée en sens opposé de l'enroulement, leur effet résultant s'ajoute sans que le transformateur soit saturé par le courant continu.

La puissance de sortie d'un push-pull de la classe A est double de celle fournie par une seule lampe. Mais il est nécessaire

\* Voir tome II, page 225, quelques montages déphaseurs utilisés dans les modulateurs.



de disposer d'une tension d'excitation grille deux fois plus grande que celle suffisante avec un montage monolampe. Ainsi une seule lampe à concentration électronique 6L6 utilisée sous une tension anodique de 250 volts fournit en classe A 6,5 watts modulés, tandis qu'un push-pull de 6L6, classe A1, donne 13 watts modulés.

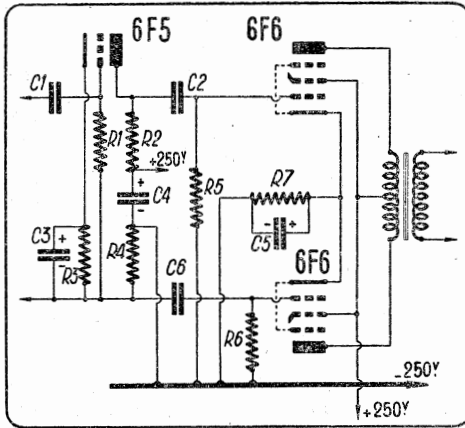


FIGURE 44. — Montage push-pull de la classe A1 les résistances, avec lampe de déphasage cathodique (puissance modulée 6 watts).

R 1 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C 1 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 2 = 100.000 ohms (1 watt).	C 2 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 3 = 2.500 ohms (0,5 watt).	C 3 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).
R 4 = 100.000 ohms (1 watt).	C 4 = condensateur électrolytique de sortie du filtre H.T. (8 $\mu\text{F}$ , 500 volts).
R 5 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C 5 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).
R 6 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C 6 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 7 = 200 ohms (2 watts).	

Les distorsions causées par la présence de l'harmonique 2 sont éliminées dans un montage push-pull du fait de la disposition symétrique du transformateur de sortie. On voit que pour les lampes 6L6 le montage push-pull est très avantageux puisque la distorsion par harmonique 2 atteint 10 % dans le montage monolampe, avec la puissance de sortie indiquée précédemment.

Le rendement maximum théorique d'un amplificateur push-pull de la classe A1 peut atteindre :

25 % en utilisant des triodes, 50 % en utilisant des pentodes.

MONTAGE DE DEUX TUBES EN PARALLÈLE. — Le même rendement est réalisé en employant deux lampes en parallèle. On sait que l'on peut considérer celles-ci en parallèle comme une seule lampe fonctionnant sous la même tension anodique, mais dont la résistance interne serait la moitié de celle d'une lampe, la pente double, ainsi que la consommation anodique et la puissance de sortie (figure 45).

L'inconvénient du montage des lampes en parallèle est de ne pas produire, comme dans le montage symétrique, l'élimi-

nation des harmoniques de rang pair, mais de les conserver avec le même pourcentage que dans le montage monolampe.

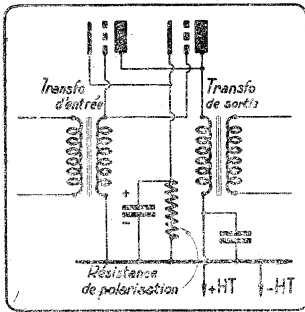


FIGURE 45. — Montage de deux lampes en parallèle. Les deux lampes en parallèle, lorsqu'elles possèdent les mêmes caractéristiques, peuvent être considérées comme une seule lampe dont la résistance interne serait la moitié de chacune, et la pente double.

29. L'amplificateur de la classe B. — Le courant anodique d'un amplificateur de la classe A convenablement réglé demeure constant en fonctionnement, qu'une excitation de grille soit appliquée ou non. Au contraire, dans l'amplification de la classe B, le courant anodique de sortie est proportionnel à l'amplitude de la tension d'excitation grille. En l'absence d'excitation, le courant anodique est nul ou sensiblement.

Comme la puissance de sortie est proportionnelle au carré de la composante alternative du courant anodique, on peut dire que dans un amplificateur de la classe B la puissance de sortie est proportionnelle au carré de l'excitation grille. Cette propriété n'est pas particulière à ce mode d'amplification puisqu'elle caractérise déjà l'amplification de la classe A.

POLARISATION DE GRILLE. — La valeur de la polarisation grille d'un amplificateur de la classe B doit être celle pour laquelle le courant anodique est sensiblement nul, ou en pratique très faible. On adopte, sauf pour les lampes spéciales (46, 59, ZB120, etc...) qui fonctionnent en amplificatrices de la classe B au zéro de grille une valeur de polarisation donnée par l'expression :

$$-e = \frac{-E}{k}$$

E, étant la tension anodique continue sous laquelle fonctionne la lampe et k, son coefficient d'amplification.

La source de polarisation ne peut être obtenue de façon automatique, comme dans le cas d'un amplificateur de la classe A, puisque le courant anodique continu n'est pas constant, mais dépend de l'excitation grille. Il est nécessaire de prévoir une source continue indépendante fournissant une tension constante même lorsque le débit grille varie (lorsque le courant grille apparaît). Une telle complication est évitée par l'emploi des lampes spéciales à zéro de grille.

EXCITATION DE GRILLE. — En cours de fonctionnement, la grille devient positive lorsque l'excitation grille possède une amplitude suffisante (forte de la modulation). Il est avantageux que cette condition se produise puisque la puissance de

sortie est proportionnelle au carré de l'excitation grille. Dans les lampes à zéro de grille, le courant grille existe constamment.

Pratiquement, toute la portion linéaire de la caractéristique peut être utilisée sous la condition que la valeur instantanée de la tension grille ne soit jamais supérieure à la tension instantanée d'anode, condition qui fixe l'excitation maximum qui peut être admise sur la grille.

PUISSANCE D'EXCITATION. — L'impédance du circuit d'entrée d'une lampe amplificatrice de la classe B n'est pas très grande. La lampe d'attaque doit fournir une certaine puissance d'excitation : c'est son rôle de lampe *driver*.

Par ailleurs, si la puissance d'excitation doit être suffisante, il faut aussi que la régulation de celle-ci soit bonne, sinon il se produit des distorsions dès l'entrée de l'amplificateur. C'est la raison qui fait utiliser une résistance en parallèle sur le secondaire du transformateur grille des amplificateurs de modulation en classe B, ou une lampe formant résistance variable en parallèle sur le circuit d'entrée d'un amplificateur H.F. (figure 48). Il convient pour obtenir une bonne régulation que la résistance absorbe environ le tiers de la puissance fournie par l'étage *driver*.

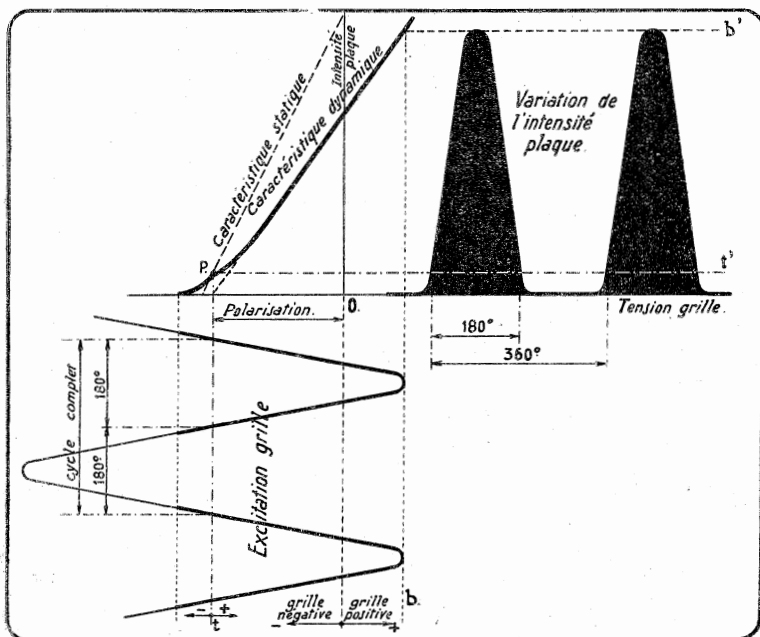


FIGURE 46. — Représentation graphique du fonctionnement d'une lampe amplificatrice suivant la classe B.

COURANT ANODIQUE. — Le courant anodique d'une lampe amplificatrice de la classe B ne circule pas durant le cycle complet d'excitation. L'angle de passage est de  $180^\circ$  et le cou-

rant anodique n'existe que pour les alternances positives de l'excitation grille. Le courant plaque est supprimé durant les alternances négatives.

La forme du courant anodique ne reproduit pas celle de l'excitation grille. Elle consiste en impulsions successives, des demi-alternances reproduisant les alternances positives correspondantes de l'excitation grille (figure 46).

On comprend que, dans ces conditions, une seule lampe montée en amplificatrice de la classe B ne puisse être utilisée pour l'amplification basse fréquence. Deux lampes montées en opposition sont nécessaires afin d'obtenir une reproduction fidèle, sans distorsion exagérée, du moins pour les amplitudes d'excitation grille suffisamment grandes (figure 47). Les amplificateurs de la classe B doivent obligatoirement être montés avec des transformateurs spéciaux de liaison, calculés en tenant compte des impédances des circuits à relier et du courant traversant les enroulements.

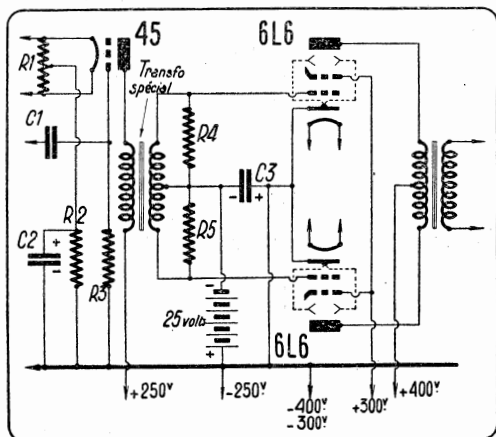


FIGURE 47. — Montage push-pull de la classe B 2 à transformateur (puissance modulée 60 watts).

R 1 = 60 ohms (5 watts).	R 5 = 25.000 ohms (0,25 watt).
R 2 = 1.500 ohms (3 watts).	C 1 = 20.000 $\mu\mu\text{F}$ .
R 3 = 500.000 ohms (0,25 watt).	C 2 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).
R 4 = 25.000 ohms (0,25 watt).	C 3 = 25 $\mu\text{F}$ (50 volts).

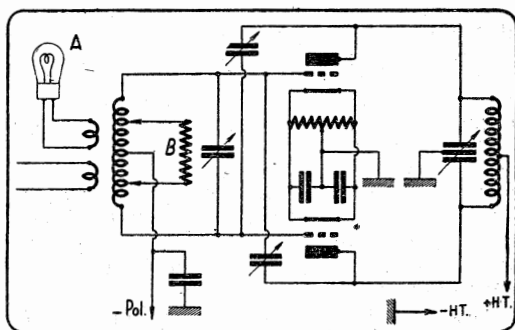
La puissance modulée indiquée ne peut être obtenue qu'en utilisant des transformateurs spécialement adaptés et une alimentation anodique à gros débit et excellente régulation.

A l'émission, un amplificateur haute fréquence de la classe B peut être monté avec une seule lampe. Son schéma est comparable à celui d'un amplificateur de la classe C (voir plus loin) sauf pour la polarisation grille qui est plus faible puisqu'elle correspond seulement à l'origine de la caractéristique.

Les montages monolampes amplificateurs H.F. de la classe B sont utilisés pour l'amplification d'une oscillation haute fréquence déjà modulée sur un étage précédent. On les dénomme alors amplificateurs linéaires, car ils n'apportent pas de déformations notables (figure 48).

En effet, bien que le montage soit monolampe et qu'il apparaisse uniquement des impulsions successives dans le circuit anodique, l'oscillation amplifiée conserve la même forme que celle de l'oscillation d'entrée du fait de l'inertie présentée par le circuit oscillant de plaque accordé sur la même fréquence que celle du circuit d'entrée. Si le rapport de la self à la capacité est convenable pour l'impédance normale de charge — et nous avons vu au chapitre précédent la façon de la déterminer —, l'effet d'inertie du circuit oscillant est suffisant pour que l'amplification se produise sans distorsion. Il n'est pas nécessaire, comme dans le cas d'un amplificateur basse fréquence, qui, lui, est destinée à reproduire toute une gamme de fréquences, de recourir à l'emploi de deux lampes fonctionnant en opposition.

FIGURE 48. — Dans un amplificateur H.F. de la classe B, afin d'obtenir une meilleure régulation de l'excitation d'entrée, on peut couper soit une lampe d'éclairage (A) formant charge variable de grille, soit brancher une résistance fixe (B) sur la self.



PUISSANCE DE SORTIE. — La puissance de sortie d'un amplificateur de la classe B est, à type de lampes identiques, plus grande que celle procurée par un amplificateur de la classe A puisque l'excitation grille est plus grande dans le second cas que dans le premier. Ainsi, deux lampes à concentration électrique 6L6 montées en amplificatrices basse fréquence push-pull de la classe A1 peuvent fournir une puissance maximum de 13 watts, tandis que ces mêmes lampes utilisées en push-pull de la classe B2 donnent jusqu'à 60 watts modulés.

Cependant cette valeur élevée ne peut être obtenue que si d'une part, des transformateurs exactement appropriés sont utilisés et si d'autre part, la source de tension anodique possède une excellente régulation, c'est-à-dire si la haute tension conserve toujours la même valeur, indépendamment du débit variable consommé par la lampe en cours de modulation. Il faut, au surplus, que les lampes reçoivent une excitation grille d'amplitude et de puissance suffisantes.

RENDEMENT. — Le rendement d'un amplificateur basse fréquence push-pull de la classe B est différent suivant que la lampe fonctionne sans courant grille (classe B1) ou avec courant grille (classe B2).

Le rendement maximum théorique que l'on peut obtenir avec un push-pull basse fréquence de la classe B1 est :

en utilisant des triodes : 39,3 % ;

en utilisant des pentodes : 78,5 % ;

avec un push-pull de la classe B2 :

en utilisant des triodes ou des pentodes : 78,5 % \*.

S'il s'agit d'un amplificateur haute fréquence de la classe B, le rendement plaque défini par le rapport de la puissance H.F. de sortie à la puissance continue d'alimentation anodique est généralement voisin de 30 % en l'absence de modulation et atteint deux fois cette valeur en pointe de modulation à 100 %. Ainsi une lampe fonctionnant suivant la classe B pour amplifier une oscillation H.F. modulée sur un étage précédent, consommant 50 watts d'alimentation anodique peut fournir environ 15 watts, puissance H.F. de l'onde porteuse et 30 watts en pointe de modulation.

Il convient de souligner que, dans l'amplification de la classe B, l'amplitude instantanée du courant et de la tension de plaque est proportionnelle à l'amplitude de l'excitation de grille. Le rendement lui-même est proportionnel à l'excitation de grille.

EXEMPLE DE DÉTERMINATION D'UN AMPLIFICATEUR DE LA CLASSE B. — Nous traiterons plus particulièrement de l'amplificateur *haute fréquence* de la classe B à l'occasion de la Radiotéléphonie au chapitre II du tome II. Utilisons les remarques précédentes pour déterminer les caractéristiques de fonctionnement d'un amplificateur *basse fréquence* de la classe B.

Supposons que l'on désire obtenir une puissance modulée de 100 watts à l'aide d'un push-pull de la classe B équipé de tubes triodes 811.

On a choisi des triodes 811 pour le modulateur push-pull car ces lampes sont à coefficient d'amplification élevé, ce qui est favorable dans l'amplification de la classe B : faible recul

\* On montre, en effet, que : l'amplitude maximum  $I_1$  de la composante fondamentale alternative de fréquence fondamentale intervenant dans la puissance de sortie est :

$$I_1 = \frac{1}{2} I_{\max}$$

La valeur moyenne  $I_m$  de la demi-sinusoïde du courant anodique, résultat de l'amplification, est :

$$I_m = \frac{1}{\pi} I_{\max}$$

De sorte que le rendement :

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{an}}}} = \frac{1}{2} \frac{E_1 I_1}{E I_m}$$

est, à la limite, pour :

$$E_1 = E_{\max} = E$$

et toutes simplifications faites :

$$\text{rendement} = \pi/4 \text{ ou } 0,785$$

En pratique on a :

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{an}}}} = \frac{\pi}{4} \left( 1 - \frac{E_{\min}}{E} \right) 100$$

$E_{\min}$  étant la tension de déchet, et E. la tension anodique continue.

de grille. Au surplus, elles sont capables de dissiper 55 watts sans danger et s'accroissent d'une tension anodique qui n'est pas excessive.

Nous ferons fonctionner les lampes sous 1250 volts de tension anodique et supposons *a priori* que le rendement est égal à 70 % (inférieur par mesure de sécurité au 78,5 % théorique).

Le rendement étant de 70 % et la puissance de sortie de 100 watts, on en déduit la puissance alimentation, puisque

$$\text{rendement} = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{ali}}}$$

On a donc, dans le cas présent :

$$P_{\text{ali}} = 100/0.7 = 143 \text{ watts.}$$

Le courant anodique total correspondant à cette puissance d'alimentation sous une tension de 1250 volts est (figure 49) :

$$I_m \text{ (pour les deux tubes)} = P_{\text{ali}}/E = 143/1250 = 114 \text{ mA.}$$

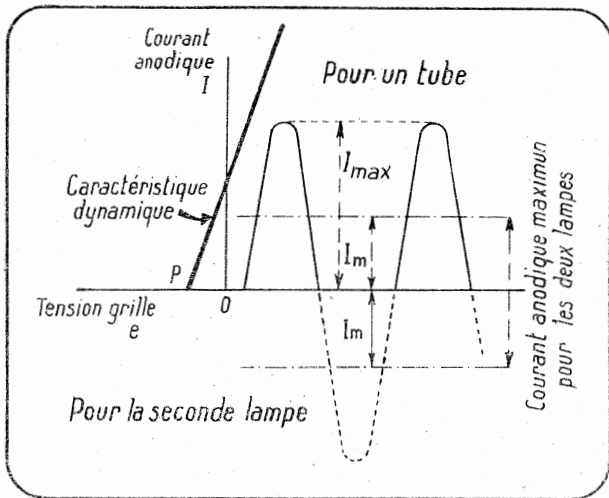


FIGURE 49. — L'intensité maximum  $I_{\text{max}}$  est celle qui traverse un tube au cours du cycle B.F. lorsque l'excitation grille est maximum. L'intensité moyenne  $I_m$  correspondante traverse chaque tube. La consommation anodique d'une seule lampe est donc  $I_m = I_{\text{max}}/\pi$  et pour les deux lampes (intensité lue au milliampèremètre mA de la figure 51) :  $I = 2 I_{\text{max}}/\pi$ .

Le courant anodique maximum  $I_{\text{max}}$  pour une seule lampe est

$$I_{\text{max}} = \pi \frac{114}{2} = 1,57 \times 114 = 180 \text{ mA.}$$

C'est la valeur maximum du courant instantané anodique d'une des lampes, en cours de fonctionnement, pour la puissance modulée maximum de sortie.

En se reportant au réseau des caractéristiques du tube 811 (figure 50), on voit qu'à ce courant anodique correspond, sur la courbe  $E = e$ , une tension d'environ 50 volts : point A. D'après ce qui a été indiqué, figure 38, au sujet de la tension de déchet, la tension anodique ne doit pas être inférieure en cours de variation à deux fois cette tension de 50 volts. 100 volts est donc la tension de déchet (tension anodique minimum  $I_{min}$ ).

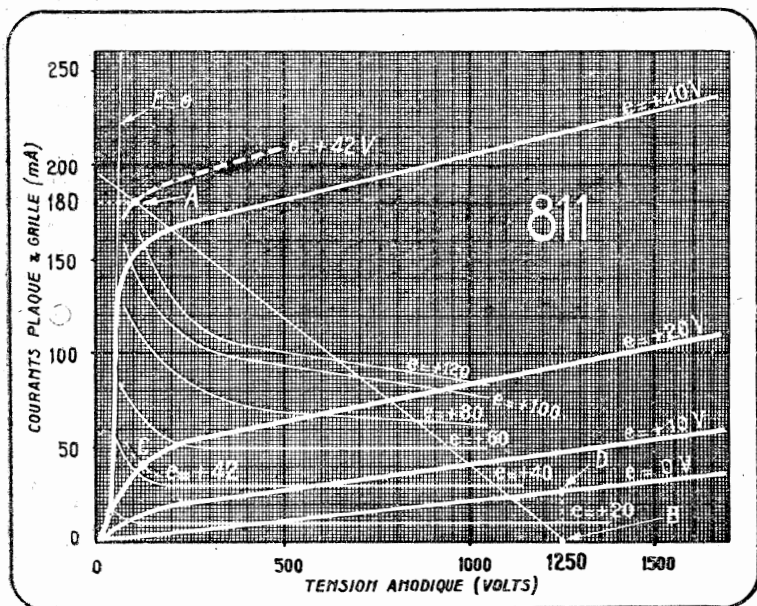


FIGURE 50. — Caractéristiques de fonctionnement du tube 811.

Ainsi donc la tension anodique variera de 1250 volts au repos (aucune excitation grille) jusqu'à 100 volts pour l'excitation grille maximum, c'est-à-dire lorsque la grille sera au potentiel instantané positif maximum.

On peut alors tracer, sur les caractéristiques, la ligne de charge qui est une droite joignant les points :

$$A : E = 100 \text{ volts} \quad I = 180 \text{ mA}$$

$$B : E = 1250 \text{ volts} \quad I = 0$$

La résistance de charge représentée par cette ligne AB correspond à une valeur ohmique de :

$$R = \frac{1250 - 100}{180} = 6.380 \text{ ohms,}$$

pour chacune des lampes, soit :

$$4 \times 6.380 = 25.520 \text{ ohms.}$$

de plaque à plaque (pour les 2 tubes).



La valeur de la charge anodique indiquée est celle qui correspond exactement aux conditions du problème. Si l'on adopte une charge moins résistante, la puissance de sortie sera accrue, mais le rendement diminué. Toutefois, la valeur indiquée n'est pas absolument rigoureuse. Un transformateur présentant une impédance de plaque à plaque de 25.000 ohms\* conviendra et n'apportera pas de distorsions par mauvaise adaptation de la charge anodique.

Les conditions de fonctionnement de l'amplificateur étant fixées, vérifions d'après celles-ci la puissance réellement fournie.

On sait que :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{I_{\text{max}} (E_{\text{max}} - E_{\text{min}})}{2}$$

$$P_{\text{sortie}} = \frac{180 \times (1250 - 100)}{2} = 103,5 \text{ watts.}$$

Cette valeur est légèrement supérieure à celle que l'on s'était fixée. Elle permet une marge de sécurité qui n'est pas inutile avec les pertes qui apparaissent notamment dans le transformateur de sortie.

Précisons maintenant les conditions de fonctionnement du circuit grille.

La tension de polarisation grille doit être prise égale à la tension de blocage (recul de grille). Dans le cas des lampes 811, qui possèdent un coefficient d'amplification de 160, la valeur approximative, pour un fonctionnement sous 1250 volts, est :

$$-e = -1250/160 = -7,8 \text{ volts.}$$

Pratiquement, on peut adopter 8 volts de polarisation négative.

En se reportant aux caractéristiques, on voit sur celles-ci que pour le courant anodique maximum de 180 mA, la tension anodique est au même instant de 100 volts et la tension grille de  $e_{\text{exc}} = +42$  volts environ. L'amplitude maximum de la tension B.F. d'excitation grille doit donc atteindre en cours de fonctionnement  $e_{\text{max}} = 42 + 8 = 50$  volts.

Les caractéristiques montrent également que pour la tension grille de +42 volts, et pour la tension plaque de 100 volts atteinte au même instant, le courant grille est de 45 mA environ (point C).

Il en résulte que la puissance nécessaire à l'excitation grille des deux tubes est :

$$P_{\text{exc}} = \frac{i_{\text{max}} e_{\text{max}}}{2}$$

$$= \frac{45 (42 + 8)}{2000} = 1,125 \text{ watt.}$$

\* Voir le tome II, page 217, pour la détermination du transformateur de sortie.

La résistance du circuit grille sur lequel débite l'excitation est utile à connaître pour déterminer le transformateur d'attaque. Elle est égale ; pour une lampe, à :

$$r = \frac{e_{\max}}{i_{\max}} = \frac{50.000}{45} = 1.110 \text{ ohms.}$$

Si afin d'obtenir une bonne régulation de l'excitation\*, on shunte le secondaire entre grille et masse par une résistance de 500 ohms, la résistance de charge du secondaire atteint la valeur minimum de 345 ohms.

La puissance d'excitation à fournir doit être alors de

$$P'_{\text{exc}} = \frac{(e_{\max})^2}{R} = (50)^2/345 = 7 \text{ watts } 25.$$

L'amplificateur est complètement déterminé (figure 51).

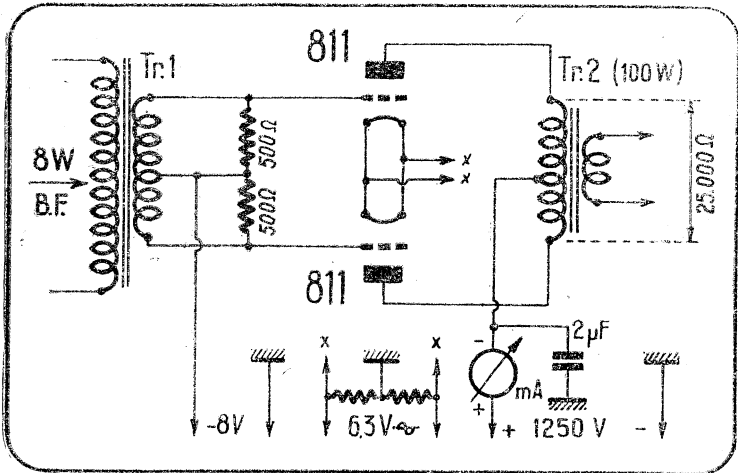


FIGURE 51. — Montage amplificateur push-pull de la classe B avec tubes 811. La puissance modulée est de 100 watts B.F. disponibles au transformateur Tr. 2 calculé pour présenter une impédance de charge de 25.000 ohms.

Le préamplificateur doit fournir une puissance d'excitation de 8 watts environ à travers un secondaire à prise médiane calculé pour débiter sur  $2 \times 350 = 700$  ohms.

Signalons enfin que les caractéristiques du tube 811 montrent qu'à 1.250 volts de tension anodique, pour une polarisation grille nulle (point D), le courant anodique est de 25 mA environ par lampe. Un essai rapide confirme du reste que l'on obtient bien ce courant sans polarisation.

\* Ceci pour une raison analogue à celle qui fait adopter un montage identique pour la modulation grille : voir tome II, page 115.

Il correspond à une puissance égale à :

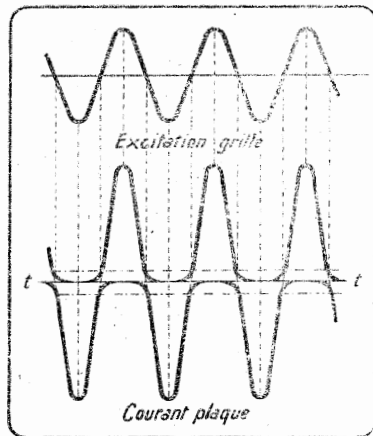
$$P = E.I = 1.250 \times 25 = 50 \text{ watts.}$$

inférieure à la limite imposée de 55 watts pour la puissance dissipée, indiquée dans le catalogue des constructeurs.

On peut donc faire fonctionner un push-pull de 811 sans polarisation grille de départ. Les conditions portées dans les catalogues sont les suivantes pour deux tubes :

	$E = 1.250 \text{ volts}$	$e = 0$
$e_{\text{max}}$	(excitation max. entre grilles) .....	140 volts
$I_m$	(au repos, sans excitation) .....	48 mA
$I_{m0}$	(excitation grille maximum) .....	200 mA
$i_m$	(excitation grille maximum) .....	38 mA
$R$	(résistance de charge par tube) .....	3.750 ohms
$4R$	(résistance de charge de plaque à plaque) .....	15.000 ohms
$P_{\text{exc}}$	(puissance max. d'excitation grille) .....	3,8 watts
$P_{\text{sortie}}$	(maximum, pour la pleine excitation) ..	175 watts

FIGURE 52. — Dans l'amplificateur B.F. push-pull à deux lampes de la classe B, la variation du courant plaque reproduit la forme de l'excitation grille quelle que soit la fréquence des oscillations amplifiées. La faible distorsion d'une demi-alternance causée par la courbure au voisinage de l'origine est compensée par la distorsion simultanée de l'autre.



L'amplificateur push-pull basse fréquence de la classe B provoque très peu de distorsions. La faible déformation d'une alternance produite par la courbure inférieure de la caractéristique dynamique peut être compensée par la déformation simultanée de l'autre, comme le montre la figure 52.

Toutefois, malgré cette compensation, une distorsion subsiste qui est importante pour les amplitudes faibles de l'excitation grille, c'est-à-dire lorsque la partie incurvée de la caractéristique est seule parcourue en fonctionnement. Si l'amplitude augmente, on arrive finalement à parcourir une partie rectiligne et le pourcentage de distorsions diminue jusqu'au moment où pour de très grandes amplitudes du signal grille une surmodulation apparaît. La distorsion augmente alors de nouveau.

L'amplification basse fréquence de la classe AB évite le défaut principal de l'amplification de la classe B en éliminant les distorsions pour les faibles amplitudes de l'excitation grille.

30. **L'amplificateur de la classe C.** — L'amplification de la classe C fournit une puissance élevée de sortie : c'est la raison qui a généralisé son emploi à l'émission où l'on cherche à obtenir une grande puissance haute fréquence.

Ce mode d'amplification ne peut être utilisé dans les étages basse fréquence car il introduit des distorsions importantes :

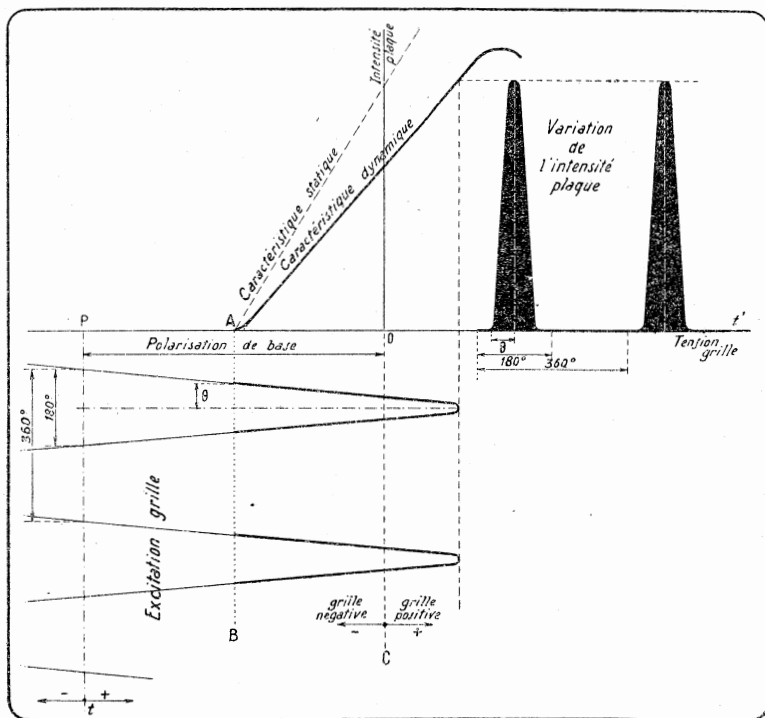


FIGURE 53. — Représentation graphique du fonctionnement d'une lampe amplificatrice de la classe C à l'aide des caractéristiques à tension anodique constante.

il est impossible de les éliminer ou de les compenser lorsque le montage doit amplifier une gamme de fréquences et non une seule oscillation comme c'est le cas à l'émission.

**POLARISATION DE GRILLE.** — Une lampe fonctionne en amplificatrice de la classe C lorsque la polarisation de grille est réglée à une valeur telle que le courant anodique circule durant moins d'une demi-période du cycle haute fréquence de l'excitation grille (figure 53). La polarisation de grille doit donc avoir une valeur inférieure (compte tenu du signe) à celle pour laquelle le courant anodique prend naissance en fonctionnement statique et qui correspond au recul de grille.

On définit quelquefois l'amplification de la classe C comme celle obtenue lorsque la polarisation de grille est réglée exacte-

ment au double du recul de grille. Ce n'est cependant qu'un cas particulier d'utilisation. On l'adopte pour réaliser, dans la modulation plaque à 100 pour cent d'un amplificateur haute fréquence de la classe C, la condition de linéarité : la puissance H.F. de sortie est proportionnelle au carré de la tension plaque.

En télégraphie, la polarisation peut être réglée à une valeur bien plus négative (jusqu'à 4 fois le recul de grille) suivant l'excitation disponible, le rendement et le gain de puissance recherchés ; le fonctionnement est toujours celui de la classe C.

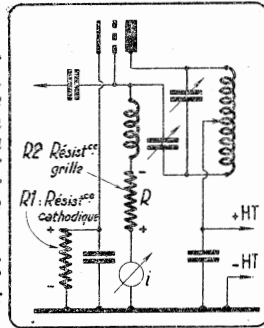
On considère donc, suivant la polarisation de grille, la classification suivante :

Polarisation de grille comprise entre  $-E/k$  et  $-2E/k$  : amplification de la classe BC.

Polarisation de grille égale ou inférieure (en valeur et en signe) à  $-2E/k$  : amplification de la classe C.

FIGURE 54. — Dans un amplificateur classe C, on peut réaliser la polarisation nécessaire au fonctionnement, sans source indépendante. On utilise la polarisation cathodique réalisée au moyen de R1, à laquelle s'ajoute la polarisation créée par la résistance R2 de grille parcourue par le courant grille qui existe en cours de fonctionnement.

Si  $i$  est le courant continu de grille, la polarisation  $e$  créée par la résistance de grille est donnée par la loi d'Ohm :  $e = i R$ .



La polarisation peut être obtenue au moyen d'une source auxiliaire ou automatiquement en faisant apparaître une différence de potentiel aux bornes d'une résistance placée dans le circuit grille qui, en fonctionnement normal, est parcourue par un courant grille.

En pratique, on utilise fréquemment une polarisation automatique et une source de polarisation fixe (figure 54) afin d'éviter que la lampe ne fonctionne sans polarisation, même en l'absence de courant grille, c'est-à-dire si l'excitation haute fréquence grille est débranchée ou insuffisante.

Il faut enfin se souvenir que le courant de grille dépend de la tension anodique, du couplage antenne (charge de l'amplificateur) et, dans une certaine mesure, du neutrodynage de l'amplificateur.

EXCITATION DE GRILLE. — La polarisation de grille d'une lampe amplificatrice de la classe C étant très élevée, il est nécessaire que l'excitation de grille possède une grande amplitude afin que le courant plaque apparaisse. Pratiquement, il convient de régler l'excitation de grille pour que le courant plaque atteigne par instants la saturation afin que des impulsions successives de celui-ci soient importantes durant la fraction de demi-période pendant laquelle il circule. Mais il

est généralement inutile d'augmenter l'excitation grille outre mesure une fois qu'est atteint le courant anodique de saturation. L'amplificateur est alors surexcité (figure 55), ce qui n'augmente pas sensiblement le rendement ni la puissance de sortie, mais exige une plus grande puissance d'excitation et accroît la proportion d'harmoniques indésirables.

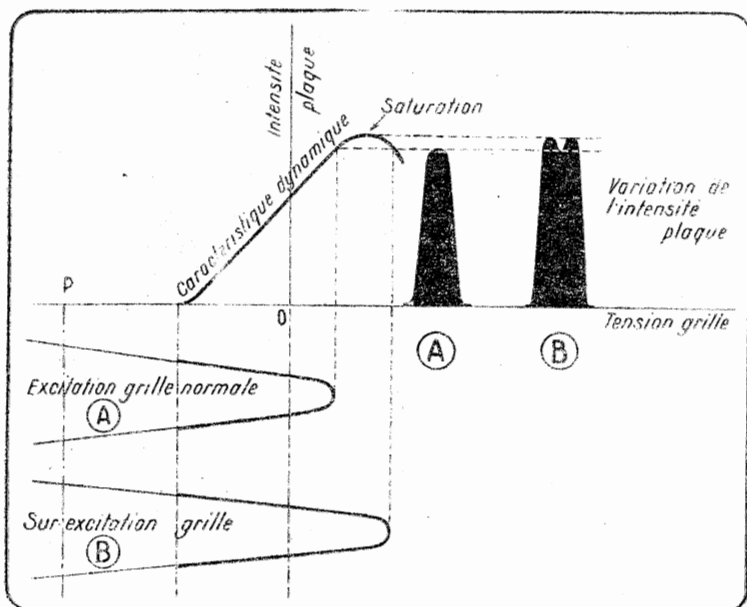


FIGURE 55. — Forme des impulsions du courant plaque d'un amplificateur de la classe C pour différents régimes d'excitation grille.

A : l'excitation grille n'a pas une amplitude suffisante pour que le courant plaque atteigne la saturation (fonctionnement en amplificateur).

B : l'excitation grille a une amplitude suffisante pour que le courant plaque atteigne la saturation (fonctionnement en auto-oscillateur ou en amplificateur surexcité). Lorsque la lampe est surexcitée, le courant grille se retranche du courant anodique : la forme de ce dernier est altérée. Le sommet de l'alternance est remplacé par un méplat mis par un creux.

**PUISSANCE D'EXCITATION.** — Dès que la grille devient positive en fonctionnement, le courant grille apparaît : il devient assez important puisque l'excitation grille est très grande. Le circuit grille d'une lampe amplificatrice de la classe C possède une impédance relativement faible : il consomme une puissance d'excitation qui dépend du type de lampe utilisé et de la fréquence des oscillations.

Si la puissance d'excitation fournie à la lampe est insuffisante, il apparaît des déformations dès l'entrée de l'étage amplificateur, qui font quelquefois croire à une surexcitation de grille, car elles se traduisent, comme elles, par une forme tron-

quée des impulsions du courant anodique. Les mêmes déformations peuvent également être produites par une source de polarisation dont la régulation n'est pas bonne.

**COURANT ANODIQUE.** — Le courant anodique d'une lampe amplificatrice de la classe C est nul en l'absence d'excitation grille, puisque la polarisation est très grande au repos. Mais suivant la valeur instantanée de la tension grille (excitation grille superposée à la polarisation fixe), la résistance propre de la lampe offerte au passage du courant anodique varie dans de grandes proportions : elle passe d'une valeur très élevée,

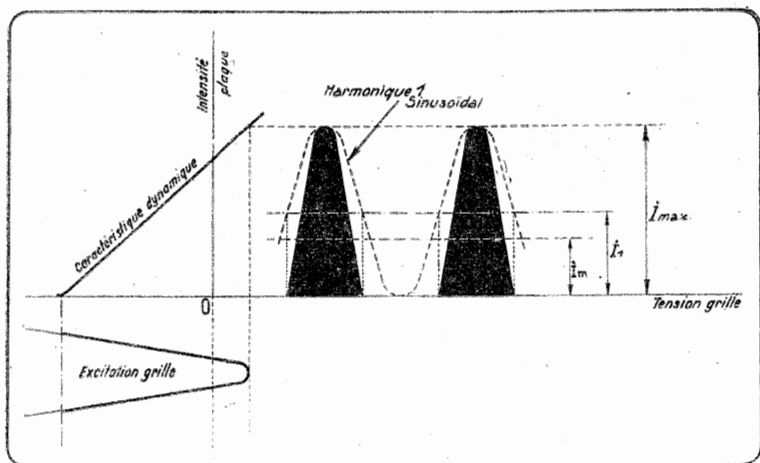


FIGURE 56. — Les demi-sinusoïdes qui correspondent aux impulsions du courant anodique peuvent être considérées comme la superposition d'oscillations sinusoïdales : harmoniques 1, 2, 3, etc... (développement en série de Fourier).

lorsque la grille est négative, pour tomber à quelques centaines d'ohms lorsque la grille devient positive. Il en résulte de grandes impulsions du courant anodique comme le représente la figure 56.

La forme de la variation du courant anodique ne reproduit pas du tout celle de la variation de la tension grille, puisqu'à une excitation grille, supposée sinusoïdale, correspond des impulsions successives ayant l'allure de fractions de sinusoïdes, souvent même tronquées.

Durant la plus grande partie du cycle complet haute fréquence, le courant plaque est nul : il ne circule que pendant la durée qui correspond à l'angle  $2\theta$  défini par la figure 57. Cette remarque montre que le fonctionnement en classe C permet d'utiliser les lampes sous des conditions plus poussées que dans les autres classes (tension plaque élevée, forte excitation grille). La puissance dissipée par la plaque de la lampe pendant une courte impulsion se répartit sur le cycle complet donnant une valeur moyenne de dissipation anodique beaucoup plus faible.

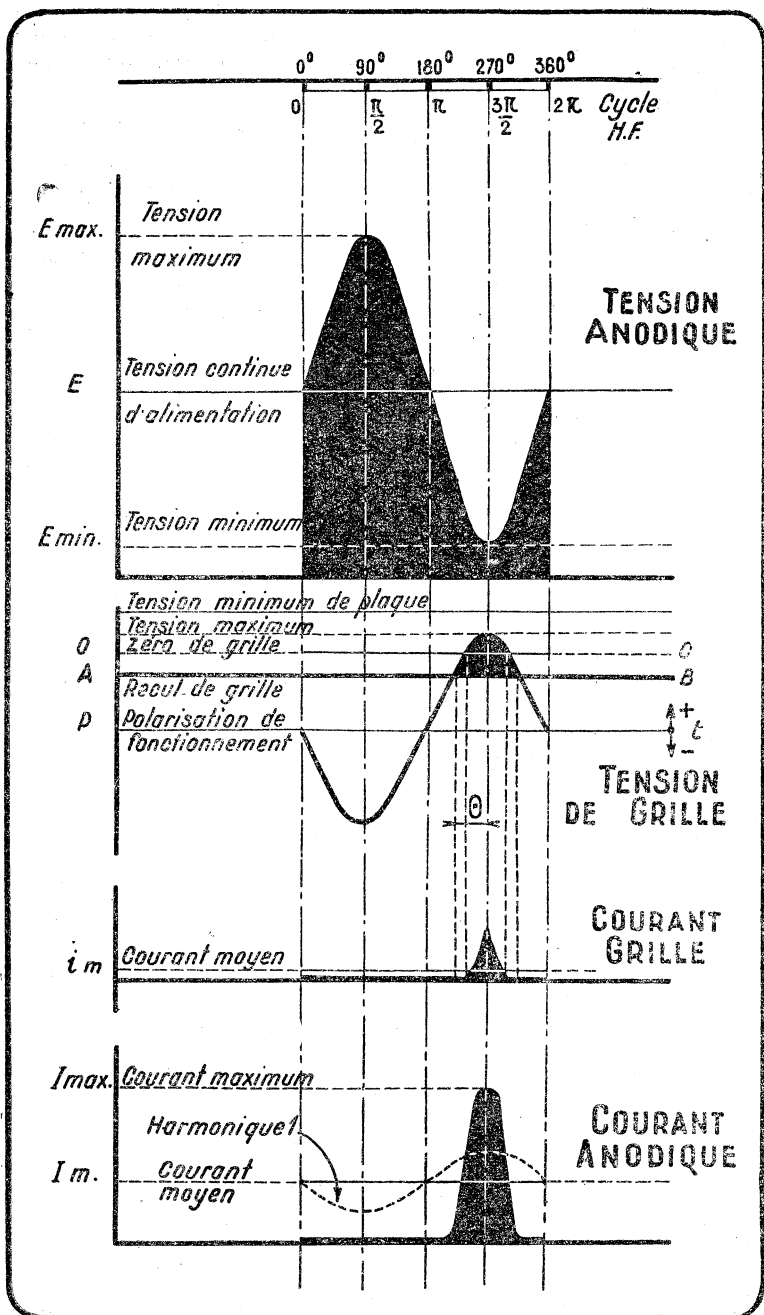


FIGURE 57. — Représentation des variations de tension et d'intensité dans les différents circuits d'une lampe fonctionnant en amplificatrice de la classe C.



Les impulsions du courant de plaque peuvent provoquer une oscillation de même fréquence que celle de l'oscillation de grille lorsqu'elles sont appliquées à un circuit oscillant accordé sur cette fréquence. L'« inertie électrique » du circuit oscillant, due au courant de circulation dans celui-ci, fait apparaître une oscillation sinusoïdale s'étendant sur un cycle entier et d'autant moins riche en harmoniques indésirables que le courant de circulation est plus intense, donc, comme nous l'avons vu au chapitre précédent, que le facteur Q de surtension du circuit est élevé.

PUISSANCE DE SORTIE. — La puissance de sortie, le rendement plaque et le gain de puissance d'un étage amplificateur de la classe C dépendent de plusieurs facteurs reliés entre eux : la polarisation de grille, l'excitation de grille, la tension plaque et la charge provoquée par l'antenne ou le circuit d'utilisation\*.

Plus la polarisation grille devient négative, moins grande est la durée de passage du courant plaque. Donc pour une tension anodique donnée et un courant anodique demeurant constant, le rendement plaque augmente lorsque la polarisation de grille est rendue plus négative. Mais afin d'obtenir, pour un réglage identique, le même courant anodique, l'amplitude et la puissance de l'excitation de grille doivent être également augmentés. On voit donc que le gain de puissance de l'étage diminue.

\* Le rendement d'un amplificateur de la classe C dépend notamment de l'angle de passage du courant anodique et de la tension de déchet.

On montre que,  $\theta$  désignant l'angle de passage du courant anodique, la composante alternative fondamentale (harmonique 1) a pour amplitude :

$$I_1 = \frac{I_{\max}}{\pi} \frac{\theta - \sin \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

et que le courant moyen d'anode a pour expression :

$$I_m = \frac{I_{\max}}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}$$

Le rapport  $\frac{I_1}{I_m}$  devient, après simplification (voir figure 6, page 30) :

$$\frac{I_1}{I_m} = \frac{\theta - \frac{\sin 2\theta}{2}}{\sin \theta - \theta \cos \theta} = 2 (1 - 0,087 \theta^2)$$

Il tend vers 2 si  $\theta$  (évalué en radians) tend vers 0 (angle de passage nul).

Par ailleurs le rapport  $\frac{E_1}{E}$  qui théoriquement pourrait valoir 1, n'atteint

en pratique qu'environ 0,8, à cause de la tension de déchet.

Le rendement, exprimé en fonction de ces valeurs, s'écrit :

$$\text{rendement} = \frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{a11}}} = \frac{1}{2} \frac{E_1 I_1}{E I_m} = (1 - 0,087 \theta^2) \frac{E_1}{E}$$

Il peut atteindre pratiquement 70 à 80 %, rarement davantage dans des conditions normales de fonctionnement (angle de passage suffisamment petit).

Aussi n'est-il pas avantageux de chercher à obtenir le rendement plaque le plus élevé possible, bien qu'en principe ce soit la condition qui donne le maximum de puissance de sortie en utilisant des lampes de faible puissance. Nous avons vu, en effet, que ce résultat ne pouvait être obtenu qu'en augmentant la puissance d'excitation qui devient vite prohibitive.

**RENDEMENT.** — Pratiquement, le rendement adopté est celui qui correspond à une puissance d'excitation grille ne dépassant pas 10 % de la puissance de sortie. Le rendement des lampes modernes fonctionnant dans ces conditions en amplificatrices de la classe C peut atteindre 75 à 80 %.

L'excitation grille disponible pour l'étage final, dans un poste de petite puissance, n'est jamais calculée très largement, par raison d'économie. Aussi, est-il nécessaire de l'utiliser complètement et même de régler la polarisation, compte tenu de l'excitation disponible, tandis que ce serait la méthode inverse qui serait souhaitable.

On procède ainsi. Le réglage initial est réalisé avec une polarisation de grille plus grande que la normale (pile auxiliaire mise provisoirement en série avec la source prévue de polarisation). Puis, on diminue la tension de polarisation jusqu'au moment où le courant grille atteint l'intensité normale prévue pour la lampe. On peut constater que la valeur ne correspond plus à un fonctionnement de la classe C, mais plutôt de la classe BC. Il est préférable de faire fonctionner la lampe avec une polarisation de grille moins négative et un courant grille normal plutôt qu'avec un courant de grille inférieur à la valeur admissible : la puissance haute fréquence est plus grande.

Mais si la lampe amplificatrice de la classe C doit être modulée on ne pourra obtenir, comme nous le verrons au Chapitre II, Tome 2, une modulation linéaire que si la polarisation est au moins égale à deux fois le recul de grille. Il faudra nécessairement augmenter la puissance de l'excitation grille.

Lorsque l'excitation grille disponible est très grande, il n'est pas nécessaire de la réduire pour un fonctionnement en télégraphie. Il faut simplement rendre plus négative la polarisation de grille, cette valeur pouvant même égaler plusieurs fois le recul de grille.

Néanmoins une polarisation supérieure à environ quatre fois le recul de grille n'augmente pas sensiblement le rendement anodique d'un étage amplificateur de la classe C, et accroît, d'autre part, l'importance des harmoniques de l'oscillation fondamentale (régime de surexcitation).

On peut toujours réduire l'excitation à un degré convenable en ajustant le couplage d'entrée de l'étage : variation du couplage entre la self de la ligne à fils torsadés et le circuit oscillant de grille, déplacement de la prise sur la self dans le cas d'un couplage par condensateur ou variation de la capacité de ce dernier.

On peut agir en sens inverse sur le couplage pour essayer d'augmenter l'excitation grille d'un amplificateur sous-excité : augmentation du nombre de spires de la self de couplage, déplacement vers la plaque de la prise sur le circuit oscillant anodique de l'étage driver, accroissement de la capacité de couplage (toutefois sans exagération 1.000  $\mu$ F maximum).

Ces différents procédés permettent d'utiliser au mieux la puissance haute fréquence fournie par la lampe driver, mais ne doivent pas aller jusqu'à provoquer une surcharge de celle-ci.

**CHOIX DU TUBE.** — La puissance de sortie dépend de la tension anodique de la lampe. La modulation plaque d'un amplificateur classe C est même basé sur ce principe. Dans certaines conditions de fonctionnement (excitation grille suffisante, polarisation grille égale ou voisine de 2 fois le recul de grille la puissance haute fréquence de sortie est proportionnelle au carré de la tension plaque.

Il est donc préférable d'employer en amplificatrice de la classe C des lampes prévues pour une plus faible tension anodique que celle sous laquelle on les utilise, à condition que la construction de la lampe et son isolement permettent ce sur-voltage. Cette raison explique les excellents résultats que certains amateurs obtiennent de lampes de faible puissance (45, 6A3, etc...) montées avec tension anodique élevée. Toutefois le bon rendement est souvent obtenu au détriment de la durée de la lampe.

Certaines lampes d'émission, même de faible puissance (35T, 50T Eimac en particulier) peuvent fonctionner avec des tensions anodiques très hautes et sont particulièrement intéressantes.

On peut ainsi résumer l'importance de la tension plaque vis-à-vis du rendement de la puissance haute fréquence de sortie :

*Plus la tension plaque d'une lampe amplificatrice de la classe C est élevée plus il est facile d'exciter celle-ci pour obtenir une puissance haute fréquence et un rendement donné.*

*Plus la tension plaque est élevée, plus est grand le rendement pour une puissance haute fréquence et une excitation donnée.*

Les diverses caractéristiques de fonctionnement d'un amplificateur de la classe C montrent que le montage d'une lampe suivant ce mode, peut conduire à des résultats très divers suivant les conditions particulières d'utilisation.

Prenons, par exemple, le cas d'une lampe ayant une dissipation anodique normale de 15 watts : lampe T.20 Taylor.

Cette lampe utilisée en amplificatrice de la classe C sous 750 volts plaque, possède un débit anodique de 75 mA. lorsque la polarisation est de -100 volts, le courant grille de 20 mA. et la puissance d'excitation de 3 watts. La puissance de sortie est de 42 watts haute fréquence.

La puissance alimentation est de :  
 $750 \times 0,05 = 56,25$  watts

Le rendement plaque :  
 $42/56 = 75 \%$

La puissance d'entrée est les 3/42 de la puissance de sortie, soit les 7,2 %. La lampe fonctionne dans des conditions normales : elle est facile à exciter.

Si l'on voulait obtenir un rendement de 90 %, en supposant que l'on soit seulement limité par la puissance que peut dissiper la lampe, la puissance alimentation pourrait être de 150 watts. Sur ceux-ci, on aurait 135 watts de puissance de sortie et 15 watts dissipés.

Mais le gain de puissance serait très faible et constituerait pratiquement un grave inconvénient. La puissance d'excitation \* devrait atteindre au moins 30 % de la puissance de sortie, soit 45 watts environ.

Ce cas extrême montre les diverses possibilités d'utilisation d'une même lampe en amplificatrice de la classe C, qui conduisent à adopter un compromis entre le rendement plaque (de 50 à 80 % dans des conditions normales) et l'excitation grille, afin que les avantages obtenus ne soient pas compensés par des inconvénients aussi importants.

EXEMPLE DE DÉTERMINATION D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR DE LA CLASSE C. — En application des remarques précédentes, nous allons donner un exemple de prédétermination de fonctionnement d'une lampe en amplificatrice de la classe C en utilisant le réseau des caractéristiques statiques de la lampe.

Prenons le cas d'une lampe Eimac 35T fonctionnant sous une tension anodique de 1.000 volts. La polarisation grille de base doit, pour le fonctionnement en classe C être comprise entre une fois et demie et plusieurs fois la tension de blocage suivant l'excitation grille et le rendement désiré.

Les caractéristiques indiquent pour 1.000 volts de tension anodique, un recul de grille de 35 volts environ. Nous adopterons une polarisation négative de 75 volts, qui convient, d'après la notice du constructeur au fonctionnement de la lampe en télégraphie ou en téléphonie.

Nous avons, avec les notations de la page 80 :

$$\begin{aligned} E &= 1.000 \text{ volts} \\ -e &= -75 \text{ volts} \end{aligned}$$

Ces valeurs étant fixées, le maximum d'amplitude de l'excitation de grille est simplement limité par la valeur admissible du courant de grille et par le potentiel instantané maximum de grille.

On détermine la première condition, soit d'après la notice de la lampe, soit en considérant la valeur maximum de l'émission électronique du filament de la lampe (courant cathodique maximum)\*\*.

La somme des courants de grille et de plaque qui représente le courant cathodique ne doit jamais être supérieure au courant électronique *instantané* maximum que peut, en toute sécurité, supporter le filament. On admet généralement que pour un filament de tungstène thorié, le courant électronique ne doit à aucun moment dépasser 30 mA par watt consommé pour le

---

\* Il faudrait que la grille puisse dissiper la puissance qui lui est appliquée. Au surplus, les tensions de fonctionnement ne devraient pas être dangereuses pour la lampe. A noter également que la puissance de grille augmente rapidement avec la fréquence, et que le gain de puissance serait pratiquement dans les gammes allouées aux amateurs encore bien inférieur à celui que nous indiquons.

\*\* Voir paragraphe 33, page 118, la détermination de cette condition pour les lampes de réception à chauffage indirect et l'indication des valeurs moyennes qui correspondent aux *maxima* instantanés mentionnés pour la 35T.

chauffage normal du filament, ce qui correspond à une intensité moyenne d'environ 5 mA par watt alimentation du filament\*.

La triode Eimac 35T consomme 4 ampères sous 5 à 5,1 volts pour le chauffage du filament, soit une puissance de  $4 \times 5 = 20$  watts. Comme le filament est en tungstène thorié, nous admettons que le courant électronique instantané que peut débiter le filament ne doit pas dépasser 600 mA au maximum. Nous admettrons même par mesure supplémentaire de sécurité 500 mA comme valeur maximum instantanée du courant cathodique.

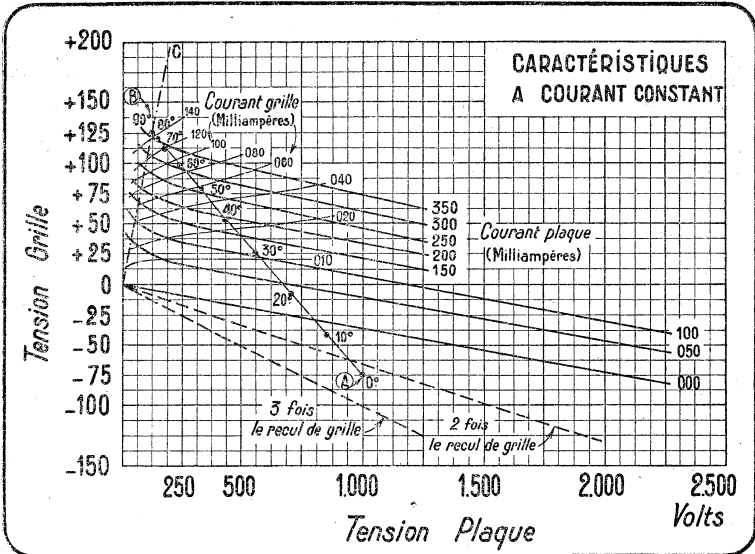


FIGURE 58. — Caractéristiques à intensité constante de la lampe 35 T permettant de prédéterminer le fonctionnement de la lampe suivant la classe C.

La seconde condition qui limite l'excitation grille est que le potentiel instantané de grille ne soit jamais supérieur au potentiel instantané de plaque (tension de déchet), puisque le potentiel de ces deux électrodes varie en sens inverse en cours de fonctionnement. La condition limite est que le potentiel de grille atteigne le potentiel de plaque.

Nous pouvons d'après ces données déterminer sur le réseau des caractéristiques à intensité constante fourni par le constructeur (figure 58) les deux extrémités de la caractéristique dynamique de la lampe qui nous est utile pour étudier le fonctionnement de la lampe.

\* Cette règle pratique qui découle de l'expérience permet de prévoir à l'avance le débit et la puissance maxima que l'on peut espérer obtenir avec une lampe à filament en tungstène thorié. Elle procure une limite de sécurité très satisfaisante justifiée dans la majorité des cas : il importe de ne pas la dépasser afin de ne pas réduire la durée utile de la lampe.

La première limite, le point A, correspond à :

Tension plaque  $E = 1.000$  volts

Tension grille  $-e = 75$  volts

La seconde, le point B, se trouve sur la droite OC dont tous les points correspondent à une tension plaque égale à la tension grille.

Il a été choisi sur la droite OC de telle sorte qu'en ce point la somme des courants de grille et de plaque soit d'après les caractéristiques tracées, au plus égal à 500 mA.

Au point B, le courant instantané de plaque est de 360 mA et le courant de grille de 140 mA, soit 500 mA au total. La tension grille égale la tension plaque : elle est indiquée à l'échelle des caractéristiques égale à 125 volts. L'amplitude maximum de l'excitation grille est donc de :

$$e_{\max} = 75 + 125 = 200 \text{ volts}$$

La tension plaque varie entre 125 et 1.000 volts. L'amplitude de la tension alternative de plaque est donc de :

$$E_{\max} = 875 \text{ volts}$$

La tension de déchet est :

$$E_{\min} = 125 \text{ volts}$$

Les deux points extrêmes de la caractéristique dynamique étant trouvés, il faut tracer la caractéristique elle-même. Nous l'obtiendrons par points d'après les relations qui donnent les valeurs de la tension instantanée de grille et de plaque pour différents angles  $\theta$  du cycle de l'excitation grille.

Nous avons, avec les notations précédentes :

$$e = -e + e_{\text{exc}} \sin \theta$$

$$E = E - E_{\max} \sin \theta$$

Dans le cas que nous examinons :

$$e = -75 + 200 \sin \theta$$

$$E = 1.000 - 875 \sin \theta$$

A chaque valeur de l'angle  $\theta$  correspond une valeur de  $e$  et  $E$  qui donne un point de la caractéristique dynamique.

Le tableau suivant résume les calculs faits pour différents angles  $10^\circ$ ,  $20^\circ$ , etc...

$\theta$	sin $\theta$	$e = -e + e_{\text{exc}} \sin \theta$ $E = E - E_{\max} \sin \theta$		$I$	$i$	
		$e = -75 + 200 \sin \theta$	$E = 1000 - 875 \sin \theta$			d'après la fig. 58
0	180°	0,	- 75 volts	+ 1000 volts	—	—
10°	170°	0,174	- 40 volts	+ 848 volts	—	—
20°	160°	0,342	- 7 volts	+ 701 volts	30 mA	5 mA
30°	150°	0,5	+ 25 volts	+ 562 volts	105 mA	11 mA
40°	140°	0,643	+ 54 volts	+ 437 volts	195 mA	26 mA
50°	130°	0,766	+ 78 volts	+ 330 volts	260 mA	58 mA
60°	120°	0,866	+ 98 volts	+ 242 volts	310 mA	90 mA
70°	110°	0,940	+ 113 volts	+ 177 volts	340 mA	120 mA
80°	100°	0,985	+ 122 volts	+ 138 volts	355 mA	135 mA
90°	90°	1	+ 125 volts	+ 125 volts	360 mA	140 mA

Les points correspondants sont portés dans le réseau des caractéristiques et reliés entre eux.

On constate que les calculs précédents peuvent être évités et que l'on peut tout simplement relier par une droite les points A et B pour obtenir la caractéristique dynamique : c'est l'avantage qui fait employer le réseau de caractéristiques à intensité constante de préférence aux autres réseaux pour l'étude des amplificateurs de la classe C.

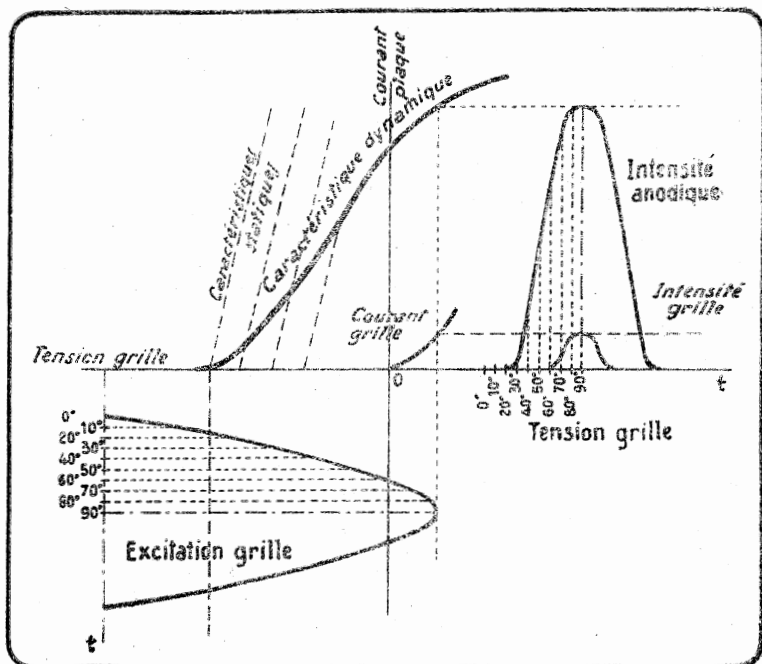


FIGURE. 59. — Si l'on connaît le tracé de la caractéristique dynamique dans le réseau des caractéristiques statiques à tension plaque constante, on pourrait tracer par point la courbe de variation des courants de plaque et de grille. Il est plus simple d'avoir recours aux caractéristiques à intensité constante puisque, avec ce réseau, la caractéristique dynamique est une droite dans le cas des amplificateurs de haute fréquence et des oscillateurs débitant sur une charge équivalente à une résistance purement ohmique.

En résumé, il suffit de chercher dans les caractéristiques, le point de fonctionnement A au repos :

point A :  $E = 1,000$  volts  $e = -75$  volts

et le point de fonctionnement B, sur la caractéristique  $E = e$ , pour lequel la somme du courant de plaque et du courant de grille ne dépasse par une valeur acceptable, et qui correspond à :

point B :  $E = 125$  volts  $e = 125$  volts

La droite AB tracée entre ces points représente la caractéristique dynamique de fonctionnement de l'amplificateur.

Deux méthodes sont possibles pour pousser ensuite l'étude du fonctionnement.

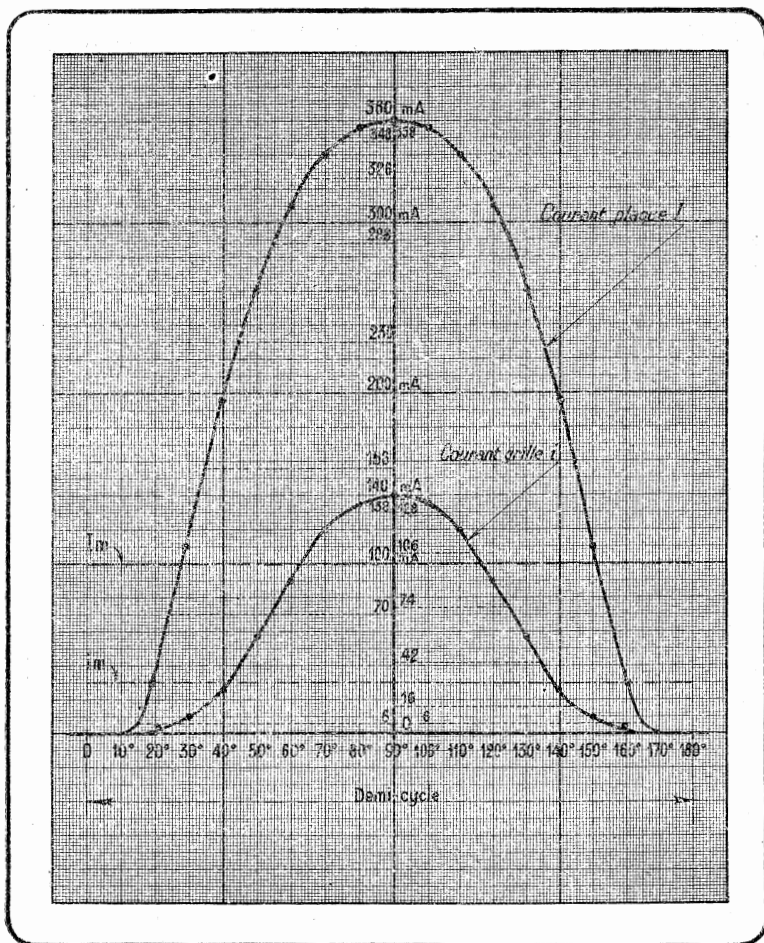


FIGURE 60. — Tracé par points des impulsions du courant plaque et du courant grille.

#### PREMIERE METHODE :

Sur la caractéristique AB ainsi trouvée, on trace une échelle sinusoïdale\* qui fixe les points 10°, 20°, etc... A ces points

\* Pour tracer cette échelle, il suffit de porter les divisions qui correspondent aux longueurs :

10° .....	0,174 AB	50° .....	0,766 AB
20° .....	0,342 AB	60° .....	0,866 AB
30° .....	0,5 AB	70° .....	0,940 AB
40° .....	0,643 AB	80° .....	0,985 AB



correspondent les valeurs  $e$ ,  $E$ ,  $i$  et  $I$  égales à celles portées dans le tableau précédent, et que l'on obtient ainsi par simple lecture sur les caractéristiques, sans aucun calcul.

En possession de ces renseignements, consignés dans le tableau précédent, on peut tracer par points les courbes de variation de l'intensité plaque et de l'intensité grille telles qu'on les aurait obtenues en utilisant directement des caractéristiques à tension plaque constante (figure 59).

La figure 60 représente les variations de l'intensité plaque et de l'intensité grille au cours d'un demi-cycle : elles sont symétriques par rapport à l'axe  $90^\circ$  pour lequel les maxima sont atteints.

Ces courbes indiquent à chaque instant les valeurs des courants de plaque et de grille : on en déduit les valeurs moyennes du courant de plaque et de grille, celles qu'indiqueront les milliampéremètres à courant continu placés dans les circuits.

La valeur moyenne s'obtient en intégrant l'impulsion pour la durée du cycle. Différentes méthodes peuvent être utilisées, parmi lesquelles la plus simple consiste à prendre la valeur instantanée tous les  $10^\circ$  du cycle et à en faire la moyenne. Le tableau suivant indique les valeurs de  $I$  et de  $i$ , pour  $5^\circ$ ,  $15^\circ$ , etc... relevées d'après les courbes de la figure 60.

$\theta$		$I$	$\sin \theta$	$I \sin \theta$	$i$
$5^\circ$	$175^\circ$	—	0,087	—	—
$15^\circ$	$165^\circ$	6 mA	0,259	2	—
$25^\circ$	$155^\circ$	70 mA	0,423	30	6 mA
$35^\circ$	$145^\circ$	156 mA	0,573	89	16 mA
$45^\circ$	$135^\circ$	230 mA	0,707	163	42 mA
$55^\circ$	$125^\circ$	288 mA	0,819	236	74 mA
$65^\circ$	$115^\circ$	326 mA	0,906	295	106 mA
$75^\circ$	$105^\circ$	348 mA	0,966	336	128 mA
$85^\circ$	$95^\circ$	358 mA	0,996	357	138 mA
TOTAL		1.782 mA	—	1.508	510 mA

En divisant le total des valeurs relevées de 10 en  $10^\circ$  par le nombre des mesures (36) pendant le cycle complet \*, on obtient les valeurs moyennes du courant de plaque et de grille, soit :

$$I_m = \frac{2 \times 1782}{36} = 1782/18 = 99 \text{ mA}$$

\* Comme la variation est symétrique, on peut faire simplement le total des valeurs relevées pendant un quart de cycle et le diviser par le double du nombre des mesures ainsi effectuées.

$$i_m = \frac{2 \times 510}{36} = 510/18 = 29 \text{ mA}$$

La puissance haute fréquence de sortie est obtenue en multipliant la valeur moyenne de  $I \sin \theta$  par l'amplitude maximum de la tension alternative de plaque. Dans le cas considéré, la valeur moyenne de  $I \sin \theta$  est, d'après le tableau précédent : 1508/18 mA. On a donc :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{1.508 \times 875}{18} = 73 \text{ watts}$$

Enfin, la puissance alimentation est :

$$P_{\text{ali}} = 1.000 \times 0,099 = 99 \text{ watts}$$

Le rendement\* est donc :

$$\frac{73 \times 100}{99} = 72 \%$$

La puissance d'excitation grille est :

$$0,029 \times 200 = 5,8 \text{ watts}$$

L'impédance optimum d'utilisation de la lampe est :

$$R_L = \frac{E_{\text{max}}}{I_m} = \frac{875 \times 1.000}{99} = 8.838 \text{ ohms.}$$

C'est la valeur qu'il y a lieu de prendre en considération pour déterminer exactement le circuit oscillant anodique de la lampe.

#### DEUXIEME METHODE :

Elle est plus simple que la précédente et conduit aux résultats sans grands calculs ni tracés graphiques.

On applique la méthode des 11 points de Chaffee pour l'analyse harmonique.

Il suffit de porter sur la droite AB, caractéristique de fonctionnement tracée comme indiqué, les points correspondants, à partir de A, aux longueurs suivantes (*figure 61*) :

$$AR = 0,5 \cdot AB \qquad AS = 0,866 \cdot AB$$

A ces points, correspondent les valeurs suivantes lues sur les caractéristiques :

Point B :	$I' = 360 \text{ mA}$	$i' = 140 \text{ mA}$
Point S :	$I'' = 310 \text{ mA}$	$i'' = 90 \text{ mA}$
Point R :	$I''' = 105 \text{ mA}$	$i''' = 11 \text{ mA}$

\* En utilisant la formule du nota de la page 103, on trouverait avec :

$\theta$ , angle de passage  $80^\circ = 1,4$  radians

$E_p$ , 875 volts

$E_a$ , 1.000 volts.

$$\frac{P_{\text{sortie}}}{P_{\text{all}}} = (1 - 0,087 \cdot 1,4) \frac{875}{1.000} = 72,6 \%$$

Les expressions suivantes donnent les valeurs des courants moyens de plaque et de grille :

$$I_m = \frac{1}{12} (I' + 2 I'' + 2 I''') \quad i_m = \frac{1}{12} (i' + 2 i'' + 2 i''')$$

$$I_{\max} = \frac{1}{6} (I' + 1,73 I'' + I''') \quad i_{\max} = \frac{1}{6} (i' + 1,73 i'' + i''')$$

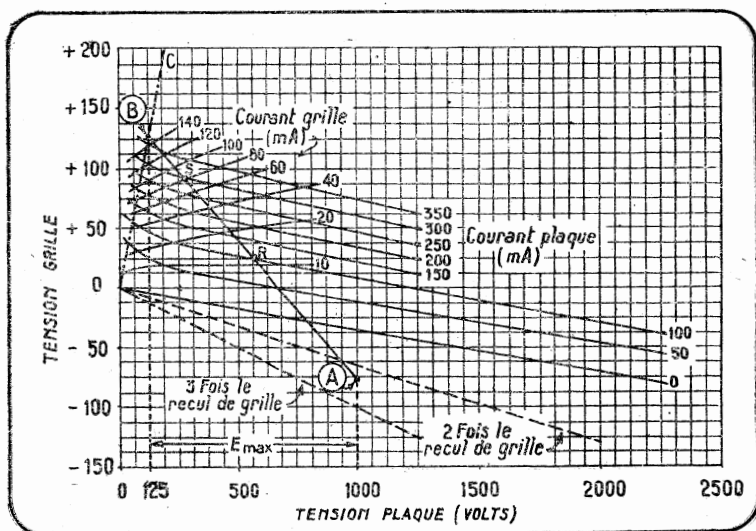


FIGURE 61. — Avec la seconde méthode de détermination, il suffit de tracer la droite AB comme dans la première méthode et de porter ensuite, sur cette droite, les points S et R, comme expliqué dans le texte.

En substituant, dans ces formules, les valeurs trouvées :

$$I_m = \frac{1}{12} (360 + 2 \times 310 + 2 \times 105) = 99 \text{ mA}$$

$$I_{\max} = \frac{1}{6} (360 + 1,73 \times 310 + 105) = 167 \text{ mA}$$

$$i_m = \frac{1}{12} (140 + 2 \times 90 + 2 \times 11) = 29 \text{ mA}$$

$$i_{\max} = \frac{1}{6} (140 + 1,73 \times 90 + 11) = 51 \text{ mA}$$

On calcule aisément les autres valeurs intéressantes :

$$P_{\text{sortie}} = \frac{E_{\max} \times I_{\max}}{2} = \frac{875 \times 167}{2 \times 1.000} = 73 \text{ watts}$$

$$P_{exc} = \frac{e_{max} \times i_{max}}{2} = \frac{200 \times 51}{2 \times 1.000} = 5,1 \text{ watts}$$

$$P_{all} = E \times I_m = \frac{1.000 \times 99}{1.000} = 99 \text{ watts}$$

$$\text{Rendement} = \frac{P_{sortie}}{P_{all}} = \frac{73}{99} \times 100 = 72 \%$$

$$R_L = \frac{E_{max}}{I_m} = \frac{875 \times 1.000}{99} = 8.838 \text{ ohms.}$$

On voit que cette seconde méthode permet une détermination rapide par des calculs très simples.

Les résultats que l'on obtient avec l'une ou l'autre méthode fixent exactement les conditions de fonctionnement de la lampe amplificatrice de la classe C que nous avons considérée. Les mêmes méthodes sont applicables quelles que soient les lampes d'émission : elles permettent de prévoir à l'avance toutes les caractéristiques d'utilisation.

**31. L'amplificateur de la classe AB.** — Bien qu'en principe la distorsion la plus importante, celle provenant de l'harmonique 2, soit compensée dans un montage amplificateur basse fréquence push-pull de la classe B, on constate néanmoins que les déformations demeurent assez élevées pour des signaux faibles. A basse puissance d'audition, la fidélité d'un amplificateur de la classe B est médiocre. Cet inconvénient est impossible à éviter : il contrebalance l'avantage de la moins grande consommation anodique qui résulte de ce mode de fonctionnement.

Lorsque l'on ne recherche pas particulièrement l'économie de courant, et c'est généralement le cas dans les amplificateurs dont la puissance modulée ne dépasse pas une vingtaine de watts \*, on peut faire fonctionner les lampes de telle sorte que la distorsion soit moins grande pour les signaux faibles. C'est le fonctionnement de la classe AB, intermédiaire entre la classe A et la classe B.

Pour les signaux faibles, les lampes sont utilisées en amplificatrices de la classe A avec un courant anodique constant, tandis que pour les signaux forts le courant anodique est supprimé pendant une partie du cycle, comme cela se produit dans l'amplification de la classe B. Le passage à l'un ou l'autre mode de fonctionnement ne dépend que de l'amplitude du signal d'entrée : il est réalisé automatiquement, grâce à la valeur adoptée pour la tension de polarisation de grille.

**POLARISATION GRILLE.** — La polarisation de grille d'un amplificateur de la classe AB est moins négative que celle de blocage du courant anodique, mais toutefois plus négative que celle qui correspond à la classe A.

\* Sauf dans le cas des installations portatives ou mobiles, où la recherche de la moindre consommation importe toujours au premier chef.

Les lampes étant davantage polarisées, on peut leur appliquer une tension anodique plus grande que s'il s'agissait de la classe A, puisqu'il n'en résulte pas un courant de plaque permanent trop grand. La dissipation anodique n'est pas dépassée.

**COURANT ANODIQUE.** — Le courant anodique d'une lampe amplificatrice de la classe AB ne circule pas durant le cycle complet de l'excitation grille, mais toutefois pendant une durée supérieure au demi-cycle. L'angle de passage est supérieur à  $90^\circ$ , mais inférieur à  $180^\circ$ . Plus l'angle de passage est voisin de  $90^\circ$ , ce qui correspond à une polarisation de plus en plus négative, plus le fonctionnement se rapproche de celui de la classe B et en possède les caractéristiques.

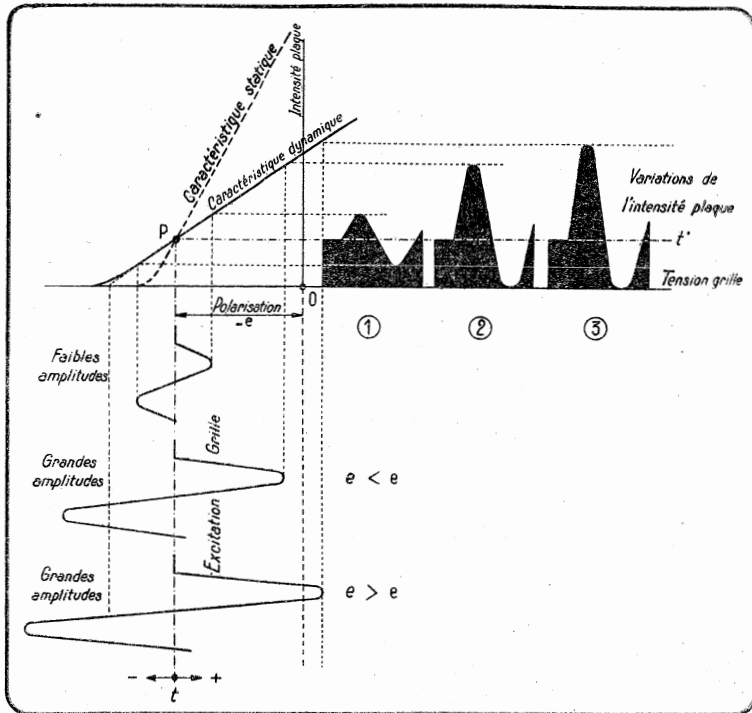


FIGURE 62. — Fonctionnement de la classe AB. En 1 et 2 : classe AB 1 (sans courant grille) ; en 3 : classe AB 2 (avec courant grille).

La forme du courant anodique d'une seule lampe ne reproduit celle de l'excitation grille que pour les faibles amplitudes de cette dernière. Pour des amplitudes normales et pour des grandes amplitudes, seules des impulsions successives du courant anodique apparaissent, qui correspondent aux demi-alternances de l'excitation grille.

L'amplification basse fréquence de la classe AB nécessite donc deux lampes montées en opposition, de la même façon et pour les mêmes raisons que l'amplification de la classe B.

La distorsion, provoquée par la courbure de l'origine de la caractéristique, qui apparaît dans les amplificateurs de la classe B pour de faibles amplitudes de l'excitation grille n'existe pas dans les amplificateurs de la classe AB, puisqu'alors ils fonctionnent en amplificateurs push-pull de la classe A. C'est le cas représenté en 1 sur la *figure 62*.

Pour les grandes amplitudes, la courbure de la caractéristique dynamique favorise la compensation des distorsions, à condition bien entendu que deux lampes soient utilisées en opposition\*.

**PUISSANCE DE SORTIE.** — Un amplificateur de la classe AB fournit une puissance modulée plus élevée qu'un amplificateur de la classe A monté avec les mêmes lampes, puisque ces dernières peuvent fonctionner, sans dissipation anodique exagérée, sous une tension anodique plus élevée et avec un meilleur rendement. Des pentodes, telles que les 6F6, 6L6, EL6, utilisées en push-pull de la classe AB donnent plusieurs fois la puissance qu'elles fourniraient montées en amplificatrices de la classe A. Toutefois, il est nécessaire pour obtenir de bons résultats, d'alimenter l'amplificateur par une source de courant anodique dont la tension demeure constante malgré les grandes variations du courant consommé par les lampes. On est presque contraint d'adopter des solutions similaires à celles employées dans le cas d'un amplificateur de la classe B.

On distingue dans les amplificateurs de la classe AB, ceux de la classe AB1 et ceux de la classe AB2.

Il n'existe, en fonctionnement, aucun courant grille dans un amplificateur de la classe AB1. L'amplitude de l'excitation appliquée à chaque grille ne doit pas dépasser la valeur de la polarisation (cas représenté en 2 sur la *figure 62*).

Au contraire, dans un amplificateur de la classe AB2, l'amplitude de l'excitation grille peut devenir supérieure à la valeur de la polarisation (cas représenté en 3 sur la *figure 62*). Le courant grille apparaît durant une partie du cycle pour les amplitudes maxima de l'excitation grille.

**RENDEMENT.** — Le rendement et la puissance modulée procurés par un amplificateur de la classe AB2 sont un peu plus grands que ceux d'un amplificateur correspondant de la classe AB1, à cause de la plus grande excitation grille qui est appliquée.

Mais, puisque le courant grille apparaît, il se produit une consommation d'énergie dans le circuit d'entrée de l'amplificateur : la puissance nécessaire à l'excitation d'un amplificateur de la classe AB2 est la somme de la puissance consommée dans le circuit grille et de celle perdue dans le transformateur d'entrée. Pratiquement, il faut toujours fournir une puissance assez grande afin que la distorsion demeure faible.

\* Dans le cas d'une caractéristique rigoureusement parabolique, les harmoniques 2 qui apparaissent se compensent exactement. Le courant alternatif résultant a une forme purement sinusoïdale reproduisant exactement la variation sinusoïdale de l'excitation de grille. Les triodes présentent généralement des caractéristiques dynamiques plus droites que celles des pentodes, aussi ces dernières sont-elles plus indiquées pour les montages de la classe AB.

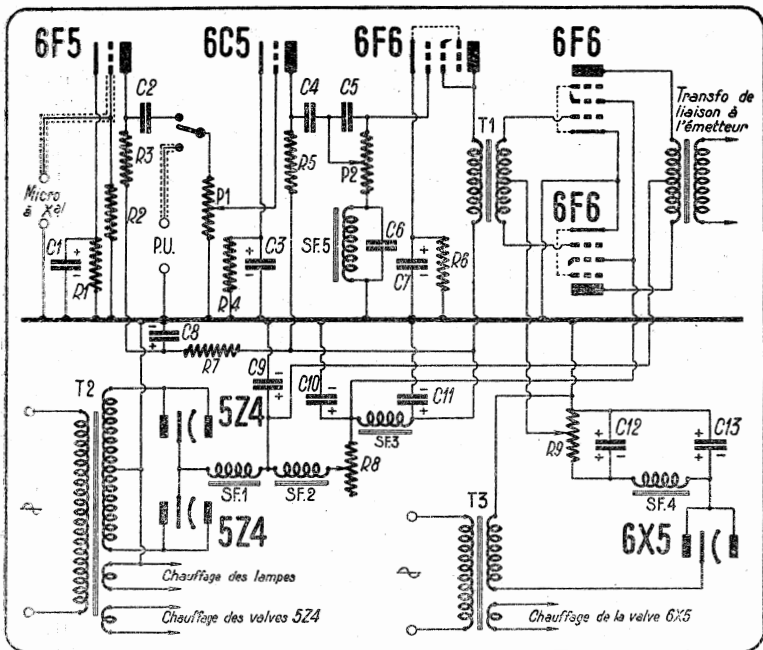


FIGURE 63. — Schéma d'un amplificateur de la classe AB2. Les transformateurs doivent être d'un modèle spécial prévu pour cet usage. Généralement le transformateur d'entrée possède un rapport abaisseur de tension. La source de polarisation est indépendante. La source d'alimentation anodique doit posséder une excellente régulation (filtrage à self d'entrée, valve à gros débit).

- R1 : 3.500 ohms (0,5 watt)  
 R2 : 100.000 ohms (0,5 watt).  
 R3 : 250.000 ohms (0,5 watt).  
 R4 : 2.000 ohms (0,5 watt).  
 R5 : 20.000 ohms (1 watt).  
 R6 : 600 ohms (1 watt).  
 R7 : 10.000 ohms (5 watts).  
 R8 : 1.000 ohms (10 watts à collier).  
 R9 : 3.000 ohms (10 watts à collier).  
 P1 : volume control, 250.000 ohms (graphite).  
 P2 : tone control, 250.000 ohms (graphite).  
 C1 : 20  $\mu$ F (électrochimique, 25 volts).  
 C2 : 0,1  $\mu$ F (papier, 1.500 volts).  
 C3 : 20  $\mu$ F (électrochimique, 25 volts).  
 C4 : 30.000  $\mu$ F (papier, 1.500 volts).  
 C5 : 50.000  $\mu$ F (papier, 1.500 volts).  
 C6 : 20.000  $\mu$ F (papier, 1.500 volts).  
 C7 : 20  $\mu$ F (électrochimique, 25 volts).

- C8 : 16  $\mu$ F (électrochimique, 400 volts).  
 C9 : 8  $\mu$ F (électrochimique, 400 volts).  
 C10 : 16  $\mu$ F (électrochimique, 400 volts).  
 C11 : 8  $\mu$ F (électrochimique, 400 volts).  
 C12 : 16  $\mu$ F (électrochimique, 200 volts).  
 C13 : 16  $\mu$ F (électrochimique, 200 volts).  
 T1 : transfo spécial rapport 3 (primaire à demi-secondaire).  
 T2 : transfo d'alimentation : 2  $\times$  175 volts, 175mA. 6,3 volts, 4,5A. 5 volts, 4A.  
 T3 : 80 volts, 15mA. 6,3 volts, 1A.  
 SF1 : 25 henrys, 140mA (160 ohms).  
 SF2 : 30 henrys, 75mA (400 ohms).  
 SF3 : 30 henrys, 50 mA (550 ohms).  
 SF4 : 50 henrys, 15mA (750 ohms).  
 SF5 : 3 henrys.

On constate donc que parmi tous les avantages théoriques des amplificateurs de la classe AB, moins grande excitation grille, facilité plus grande d'alimentation, etc..., un seul subsiste en pratique : celui des distorsions moindres aux faibles amplitudes, c'est-à-dire durant les *pianissimi* de modulation qui normalement sont rares. Néanmoins l'emploi des amplificateurs de la classe AB peut se justifier dans le cas où l'on dispose de lampes qui fourniraient, utilisées en classe A, une puissance modulée insuffisante, mais trop élevée en classe B.

La polarisation négative de grille d'un amplificateur de la classe AB2 doit être obtenue obligatoirement au moyen d'une source auxiliaire de tension constante, indépendante du débit anodique des lampes. On ne peut atteindre autrement au maximum de puissance modulée que l'on espèrait (*figure 63*).

Ce n'est que dans le cas des amplificateurs de la classe AB1 qu'il est possible, à la rigueur, d'employer une polarisation automatique, bien que l'on diminue ainsi la puissance de sortie et que les distorsions soient favorisées. Il faut avoir soin de polariser individuellement chaque lampe par une résistance cathodique distincte et découpler chacune de celle-ci au moyen d'une grosse capacité afin d'éviter tout effet de contre-réaction qui réduirait la sensibilité du montage.

**32. Les amplificateurs de la classe BC.** — Nous les citerons simplement pour mémoire dans ce Chapitre, car ils sont uniquement employés en Radiotélégraphie. Nous les examinerons en détail dans le Tome II.

On dit quelquefois que la classe BC est intermédiaire entre la classe B et la classe C, alors qu'il est préférable de considérer comme nous l'avons indiqué que l'amplificateur fonctionne selon la classe C dès que la polarisation négative de grille devient plus grande en valeur absolue que le recul de grille.

### III. — Le choix d'une lampe d'émission

La variété assez grande des lampes d'émission de construction européenne ou américaine laisse hésitant l'amateur sur le choix qu'il doit faire au moment de construire ou de transformer un émetteur. La dépense d'une lampe spéciale pour émission justifie que l'on y attache certaines attentions. Même le choix d'une lampe de réception, pour émission à faible puissance, doit être fait non pas de façon empirique, mais en prévoyant approximativement à l'avance, d'après les caractéristiques, les résultats que l'on peut escompter.

**33. Courant maximum admissible de cathode.** — Une première discrimination est obtenue en effectuant une classification des lampes d'après leurs possibilités mêmes. Parmi celles-ci, l'intensité maximum anodique est très importante car sa valeur fixe une condition essentielle d'utilisation à ne pas dépasser pour la sécurité de fonctionnement (vie prolongée de la lampe).

Elle n'est généralement pas indiquée avec précision dans les catalogues surtout s'il s'agit d'une lampe de réception.



Mais il est facile de déterminer le courant maximum admissible de cathode *en régime permanent* d'après la puissance normale de chauffage de la lampe.

Pour une lampe à filament avec couche d'oxydes (cathode à chauffage indirect), la valeur du courant maximum admissible de cathode en milliampères s'obtient en multipliant le chiffre de la puissance de chauffage en watts par 10, si la lampe est utilisée en service permanent, et par 15, s'il s'agit d'un service intermittent ou d'un emploi en télégraphie (à cause des coupures de manipulation).

C'est là en réalité une règle de sécurité qui peut être outrepassée lorsque justement cette sécurité n'est pas la condition essentielle. Les amateurs, par exemple, préfèrent souvent « pousser » leurs lampes quitte à les remplacer plus fréquemment, et gagnant en puissance ce qu'ils perdent en durée.

Prenons le cas d'une 6L6 qui consomme au filament 0,9 ampère sous 6,3 volts, soit 5,7 watts de puissance de chauffage. La règle précédente indique 57 mA pour le courant maximum admissible en service permanent ou 85 mA en service intermittent (fonctionnement de sécurité). Cette valeur correspond à la somme du courant moyen continu de grille, d'écran et d'anode, tous trois mesurés sur un appareil à cadre mobile.

Toutefois, dans un service « amateur », on peut pousser la lampe 6L6, comme indiqué dans le tableau de la page 123, jusqu'à :

Courant anodique maximum .....	100 mA
Courant d'écran maximum .....	12 mA
Courant de grille maximum .....	3 mA

soit, au total ..... 117 mA

pour le courant cathodique maximum.

Une lampe à filament de tungstène pur est moins sujette à détérioration par surcharge du courant cathodique. Cependant il existe une valeur limite pour demeurer dans les parties rectilignes des caractéristiques (en particulier pour la modulation). Le courant *moyen* de cathode en l'absence de modulation (en mA) ne doit pas dépasser 1 mA environ par watt consommé pour le chauffage de la lampe (courant *instantané* inférieur à 30 mA).

Ainsi une triode F-108A (filament 10 volts, 11 ampères) qui peut être normalement utilisée avec 350 mA de courant cathodique en télégraphie n'admet guère plus de 110 mA, si l'on veut pouvoir la moduler de façon linéaire par contrôle d'anode.

Il convient de remarquer que le tungstène pur possède un pouvoir émissif environ six fois plus faible qu'un filament en tungstène thorié et que la durée du premier est sensiblement moitié de celle du second. Une lampe à filament de tungstène est donc comparable à une lampe à filament thorié consommant six fois moins de puissance de chauffage.

La lampe à filament de tungstène thorié présente des avantages certains d'efficacité et de robustesse à condition d'être parfaitement construite (en particulier, absence presque parfaite de gaz occlus) et utilisée. Son courant moyen admissible de cathode s'obtient en multipliant la puissance de chauffage par 5 pour un service permanent et par 6 pour un usage

intermittent. On peut même augmenter légèrement ces valeurs s'il s'agit d'un fonctionnement suivant la classe B au lieu de la classe C.

**34. Puissance utile fournie par la lampe.** — La puissance haute fréquence de sortie  $P_{hf}$  que fournira une lampe peut être prédéterminée approximativement d'après la valeur de la puissance  $P_{dis}$  que peut dissiper normalement la plaque de la lampe et le rendement  $n$  de celle-ci suivant son mode de fonctionnement.

On a, en effet, la relation suivante qui découle des définitions mêmes :

$$(1) \dots\dots P_{a11} = P_{hf} + P_{dis}$$

et puisque le rendement est :

$$n = P_{hf}/P_{a11}$$

en substituant cette valeur dans (1) :

$$(2) \dots\dots P_{hf} = P_{dis} \frac{n}{1-n}$$

On connaît toujours la puissance dissipable par une lampe d'émission ou de réception. Si sa valeur ne figure pas dans les notices techniques, il est très simple de la calculer, par exemple dans le cas d'une lampe de réception. Les caractéristiques de ces lampes sont données pour un fonctionnement suivant la classe A. Or, l'on sait que dans ce cas la puissance d'alimentation est complètement dissipée sur la plaque, en l'absence d'excitation grille. La valeur de la tension et de l'intensité plaque sont indiquées dans les catalogues. On choisira celles qui correspondent à la tension maximum anodique admissible.

Ainsi, la puissance dissipée de la 6A3 qui, en classe A consomme 60 mA sous 250 volts, est de 15 watts.

Le rendement plaque de la lampe dépend du mode exact de fonctionnement : on peut adopter en première approximation une valeur normale qui correspond à un bon réglage de l'étage amplificateur.

C'est dans le régime impulsif de la classe C qu'est atteint le rendement le plus élevé : on peut estimer  $n = 2/3$  (66 %).

On a alors d'après les relations (1) et (2) précédentes :

$$P_{hf} = 2 P_{dis} \text{ et } P_{a11} = 3 P_{dis}$$

La puissance H.F. que peut fournir une lampe fonctionnant en amplificatrice de la classe C en régime télégraphique est égale à deux fois la puissance anodique normale que peut dissiper la lampe.

Si la lampe fonctionne en amplificatrice de la classe C modulée par la plaque, on démontre \* qu'en régime d'onde porteuse, la puissance dissipée, alors minimum, ne peut être supérieure aux 2/3 de la dissipation anodique maximum telle qu'adoptée ci-dessus.

On a donc :  $P_{hf} = 4/3 P_{dis}$  et  $P_{a11} = 2 P_{dis}$ .

Dans le cas de l'amplification d'une oscillation H.F. déjà modulée, l'étage fonctionne suivant la classe B : on peut estimer approximativement  $n = 1/3$  en régime d'onde porteuse.

\* Voir tome II, chapitre : La Modulation.

D'après (2) on a :

$$P_{hr} = P_{dis}/2 \text{ et } P_{att} = 3/2 P_{dis}$$

La puissance H.F. que peut fournir une lampe fonctionnant en amplificatrice H.F. modulée (classe B) en régime d'onde porteuse, pour lequel la dissipation anodique est maximum, est la moitié de la puissance anodique normale que peut dissiper la lampe.

Ainsi, si l'on utilise la lampe 6A3 à l'émission, on peut estimer obtenir au maximum :

— 30 watts H.F. en régime télégraphique de la classe C, pour 45 watts alimentation.

— 20 watts H.F. sur l'onde porteuse en amplificateur de la classe C modulé par la plaque pour 30 watts alimentation.

— 7,5 watts H.F. sur l'onde porteuse en amplificateur H.F. de la classe B, pour 22,5 watts alimentation.

afin de ne pas dépasser les limites de sécurité imposées par les caractéristiques de la lampe.

On estime que le rendement d'une lampe utilisée en doubleuse de fréquence est d'environ 40 %. La puissance utile ne dépasse guère les deux tiers de la dissipation anodique normale et la puissance alimentation les 5/3 de cette dernière.

**35. Puissance nécessaire à l'excitation.** — Une lampe ne peut délivrer sa pleine puissance que si la grille est excitée d'une façon satisfaisante. Une lampe est d'autant plus avantageuse que, pour une puissance déterminée, elle demande une puissance H.F. d'entrée plus faible pour exciter la grille. On dit aussi que la lampe est d'autant plus facile à exciter que sa *sensibilité en puissance* ou son amplification en puissance est plus élevée.

La puissance d'excitation correspondant aux différents régimes est indiquée dans les notices techniques.

Une lampe de haute amplification en puissance est la plus avantageuse car il suffit d'un étage de faible puissance pour l'exciter complètement. Sous ce rapport, les pentodes et les lampes à flux électronique dirigé sont très intéressantes, car un préamplificateur peu puissant permet de les utiliser au mieux. C'est le cas par exemple d'un montage à lampe RK-20, pentode pour laquelle le rapport de la puissance utile de sortie à la puissance d'excitation atteint environ 100.

Il y a quelques années, on considérait comme bon un rapport de 10 qui obligeait à une puissance d'excitation importante. La triode 210 par exemple demande 4 watts d'excitation pour 30 watts utiles.

Cette remarque explique tout l'avantage d'utiliser sur un émetteur des lampes modernes afin de simplifier le montage.

**36. Conditions d'emploi.** — Toutes les lampes d'émission ne conviennent pas aussi bien à des utilisations différentes. Certaines sont ainsi plus faciles à moduler profondément que d'autres. Par la suite, nous indiquons chaque fois qu'il est nécessaire les caractéristiques les plus favorables des lampes suivant leur emploi.

Mais d'autres considérations générales interviennent également, parmi lesquelles il faut citer :

a) **FRÉQUENCE LIMITE DE FONCTIONNEMENT.** — La lampe doit pouvoir fonctionner efficacement à la fréquence où on désire l'employer, c'est-à-dire que son rendement doit être encore suffisant sur cette fréquence.

Il existe, en effet, pour chaque lampe, une fréquence limite de fonctionnement au-dessus de laquelle le rendement décroît rapidement. Tout en baissant la tension et la puissance appliquées pour ne pas abrégier la durée de fonctionnement utile du tube, il est nécessaire d'augmenter la puissance d'excitation grille. L'emploi de la lampe cesse évidemment d'être intéressant lorsque la puissance utile dépasse de peu la puissance d'excitation.

Les notices techniques des lampes indiquent la fréquence limite au-dessus de laquelle il n'est pas recommandé d'utiliser la lampe à plein rendement et les conditions normales d'utilisation à puissance réduite sur des fréquences supérieures.

b) **COMMODITÉS D'EMPLOI.** — Elles sont plus ou moins grandes suivant le type même de la lampe. Une triode doit obligatoirement être neutrodynée en amplificatrice tandis qu'avec une pentode *spéciale pour émission*, cette opération n'est pas nécessaire. La même différence existe entre une lampe de réception et le type correspondant pour émission. Une 6L6G par exemple utilisée en amplificatrice doit être neutrodynée tandis que cette précaution est inutile avec une 807 ou une OS 12/500.

Le choix de la tension de chauffage, de la tension anodique, etc... peut également être une considération à envisager pour des raisons d'uniformité et de commodité d'emploi.

D'excellents résultats peuvent être obtenus dans l'émission sur O.C. à faible puissance avec de simples lampes de réception, bien qu'il y ait intérêt à utiliser des lampes spéciales pour émission, au moins sur l'étage final de l'émetteur. Les lampes d'émission sont plus robustes, leurs pertes moindres, leur sensibilité plus élevée. Leurs avantages sont encore plus appréciables s'il s'agit d'émissions sur ondes plus courtes : l'économie que l'on croit réaliser sur l'achat d'une lampe entraîne bien souvent des complications inévitables qui deviennent en définitive très coûteuses.

Les lampes pour émission les plus utilisées par les amateurs pour la faible puissance sont actuellement : les 807, OS 12/500, RK-39, PE 5/15, PC 1/50, RK-20, 804, OS 40/1250, 809, 834; HF-100, HK-54, T-20, T-55, 35-T, 50-T, etc...

37. **Utilisation de tubes de réception pour émission de petite puissance.** — Si des lampes de réception sont utilisées dans l'émission de petite puissance sur ondes courtes, il importe d'attacher une grande importance à leurs conditions d'emploi. Autrement, ces lampes n'auront qu'une durée très abrégée de fonctionnement ou ne fourniront que des résultats très médiocres.

Le tableau ci-contre a été établi par la R.C.A. pour les neuf types de lampes les plus fréquemment utilisés par les amateurs sur les petits étages d'un émetteur. Il fixe, à l'usage exclusif des amateurs, toutes les conditions de fonctionnement de ces tubes, sous réserve des remarques suivantes :

TYPE RCA	Tension anodique maximum	Tension d'écran maximum	Tension polar. grille maximum	Courant plaque maximum	Courant d'écran maximum	Courant de grille maximum (1)	Dissipation anodique maximum	Dissipation d'écran maximum	Puissance de sortie (2)	Fréquence maximum d'utilisation (3)	Coefficient d'amplifica- tion (4)
	volts	volts	volts	mA	mA	mA	watts	watts	watts	Mc/s	K
<b>6AG7</b>	375	250	— 75	30	9	5,0	9,0	1,5	7,5	10	22
<b>6AK6</b>	375	250	100	15	4	3,0	3,5	1,0	4,0	54	9,5
<b>6AO5</b>	350	250	100	47	7	5,0	8,0	2,0	11,0	54	10
<b>6C4</b>	350	—	100	25	—	8,0	5,0	—	5,5	54	18
<b>6F6</b>	400	275	100	50	11	5,0	12,5	3,0	14	10	7
<b>6L6</b>	400	300	125	100	12	5,0	21	3,5	28	10	8
<b>6N7</b>	350	—	100	30 par plaque	—	5,0	5,5 par plaque	—	14,5	10	35
<b>6V6GT</b>	350	250	— 100	47	7	p. grille	2,75 par plaque	2,0	au total 11,0	10	9
<b>12AU7</b>	350	—	100	12 par plaque	—	p. grille	—	—	6,0	54	18

(1) Résistance grille maximum : 100.000 ohms.

(2) Basée sur un rendement anodique de 70 %.

Documentation **HAM TIPS R.C.A.**

(3) Valeur maximum pour puissance d'excitation et de sortie indiquées.

(4) Pour les pentodes, K est le coefficient de la partie triode : cathode-grille-écran.

**DISSIPATION D'ÉCRAN.** — Il arrive fréquemment qu'en fonctionnement, l'écran d'une lampe pentode soit surchargé, sans que l'on attache assez d'importance à ce défaut.

Dans une triode, la seule valeur critique à ne pas dépasser est la dissipation anodique. Dans les tubes à écran, il faut considérer en plus la dissipation d'écran. Elle limite les conditions d'emploi du tube de façon aussi stricte que la dissipation anodique.

Il est recommandé de ne jamais dépasser les 80 % de la valeur indiquée dans le tableau. On sait (figure 64) que la puissance dissipée d'écran se mesure par le produit de la tension (en volts) par l'intensité d'écran (en ampères).

Lorsqu'une lampe à écran est utilisée en amplificatrice de la classe C, le courant d'écran augmente en même temps que l'on fait croître l'excitation grille. Plus l'excitation grille est importante (condensateur de liaison de grande capacité ou couplage serré de la self de ligne), plus le courant d'écran est élevé, et par conséquent la dissipation d'écran.

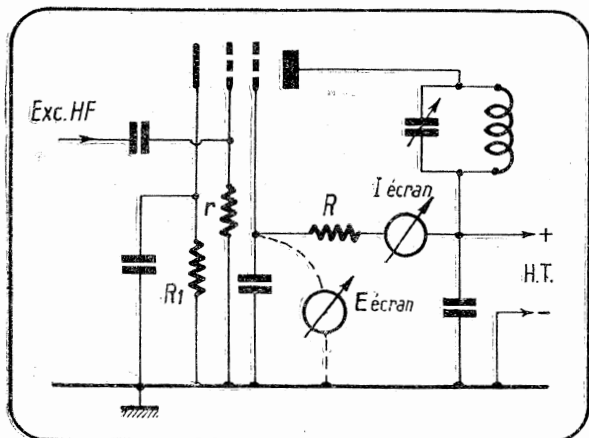


FIGURE 64. — Dans le montage d'une lampe amplificatrice H.F., la polarisation peut être réalisée uniquement par le passage du courant grille  $i_m$  dans la résistance de grille  $r$  ( $R_1 = 0$ ) soit de préférence par système mixte : résistance cathodique  $R_1$  et résistance grille  $r$ .

La dissipation d'écran :  $E_{\text{écran}} \times I_{\text{écran}}$ , ne doit jamais dépasser, même avec l'excitation grille maximum, la valeur autorisée dans les notices du constructeur.

Avoir soin de vérifier la valeur de la dissipation d'écran, une fois les réglages terminés, et lorsque l'excitation grille a été définitivement dosée.

**AUTRES UTILISATIONS DES LAMPES.** — Les caractéristiques indiquées dans le tableau de la page 123 correspondent à un fonctionnement des lampes en amplificatrices H.F. de la classe C non modulées.

a) Si les lampes sont utilisées en *amplificatrices modulées* par la grille ou par la plaque, il convient de réduire d'environ

20 % la tension anodique. Dans le cas d'une lampe à écran, ne pas modifier la tension d'écran mais seulement la tension plaque.

Pour toutes les lampes, régler l'excitation grille comme pour le fonctionnement en doubleur de fréquence indiqué plus loin.

La réduction de la tension anodique est une mesure de sécurité pour le fonctionnement de la lampe, étant donné que l'excitation de grille est augmentée.

b) Si les lampes fonctionnent en *doubleuses de fréquence*, on sait\* que leur rendement est moindre qu'en amplificatrices. On peut admettre que le rendement d'un multiplicateur de fréquence est sensiblement égal à l'inverse de la multiplication de fréquence effectuée. Cette indication n'est pas le résultat d'un calcul, mais le fruit de l'expérience. Un doubleur ( $\times 2$ ) de fréquence possède un rendement voisin de  $1/2 = 50\%$ ; un tripleur ( $\times 3$ ),  $1/3 = 33\%$ .

Puisque le rendement est moins élevé, la puissance anodique fournie est transformée pour une moins grande part en puissance utile. La puissance dissipée est donc plus grande. Il faut donc diminuer la puissance d'alimentation afin de réduire également la puissance dissipée.

Pour un rendement de 50 %,  $n = 1/2$ , on trouve, avec le même raisonnement qu'au paragraphe 34 :

$$P_{a11} = 2 P_{dis} \quad (\text{pour un doubleur})$$

tandis qu'avec  $n = 1/3$ , on trouve :

$$P_{a11} = 3/2 P_{dis} \quad (\text{pour un tripleur})$$

ce qui fixe les limites de fonctionnement admissibles.

En amplificatrices normales, le rendement étant de 66 % (2/3), les lampes peuvent recevoir une alimentation :

$$P_{a11} = 3 P_{dis}$$

c) Si les lampes fonctionnent en *auto-oscillatrices*, les conditions d'utilisation du tableau sont valables. Le rendement est cependant plus faible : de l'ordre de 30 à 50 %.

La différence de rendement provient, dans ce cas, non pas d'une dissipation anodique plus élevée (*lorsque le réglage est convenable*) mais de la puissance servant à l'entretien des oscillations, absorbée dans le circuit grille et qui vient en déduction de la puissance fournie.

On peut donc adopter sans restrictions les conditions de fonctionnement indiquées.

LIMITE DE FONCTIONNEMENT. — La fréquence maximum de fonctionnement indiquée sur le tableau montre que toutes les lampes mentionnées peuvent servir parfaitement sur ondes décamétriques.

Le rendement diminuant, à cause des pertes, sur fréquences plus élevées, il est nécessaire dans ce cas de réduire les données maxima du tableau d'environ 20 %.

EXEMPLES D'UTILISATION. — A titre d'exemples, déduisons du tableau les conditions de fonctionnement d'une lampe 6L6 et d'une 6C4.

\* Voir page 243.

a) *Utilisation d'une 6L6 en amplificatrice H.F.* — Afin d'obtenir la polarisation grille à appliquer, il faut, pour une triode, diviser la tension anodique maximum par le coefficient d'amplification. Pour une pentode, diviser la tension d'écran par le coefficient d'amplification du tableau, qui représente celui relatif à la triode composée de la cathode, de la grille et de l'écran.

On voit que la tension maximum d'écran est : 300 volts; le coefficient d'amplification est 8, donc :

$$300/8 = 37,5 \text{ volts.}$$

On double cette valeur pour obtenir la polarisation normale pour le fonctionnement selon la classe C.

$$e = 75 \text{ volts.}$$

Le courant grille à adopter peut être choisi à 80 % du courant maximum indiqué dans le tableau. On a :

$$i_m = 5 \times 0,8 = 4 \text{ mA.}$$

La résistance grille correspondante pour la polarisation automatique doit être de :

$$r = 75/0,004 = 18.500 \text{ ohms.}$$

On prendra une tension écran de  $(0,8 \times 300) = 250$  volts maximum. La dissipation d'écran ne devra pas dépasser 3,5 watts, ce qui correspond à un courant d'écran de  $3,5/250 = 14$  mA, supérieur à celui admissible.

Il faudra donc le limiter à 12 mA comme indiqué dans le tableau.

b) *Utilisation d'une 6C4 en amplificatrice.*

Polarisation grille pour E = 350 volts.

On a :

$$e = 2 (350/18) = 40 \text{ volts.}$$

Courant grille : 80 % de la valeur minimum du tableau

$$i_m = 6,5 \text{ mA.}$$

Résistance de polarisation :

$$r = 40/0,0065 = 6.000 \text{ ohms environ.}$$

c) *Utilisation d'une 6C4 en doubleuse de fréquence.*

Polarisation grille pour E = 350 volts :

$$e = 3 (350/18) = 60 \text{ volts.}$$

Courant grille : le même que précédemment :

$$i_m = 6,5 \text{ mA.}$$

Résistance de polarisation :

$$r = 60/0,0065 = 10.000 \text{ ohms environ.}$$

Il est regrettable que les constructeurs français n'indiquent pas de façon similaire les caractéristiques d'emploi des tubes européens de réception dans l'émission de petite puissance sur ondes courtes.



## CHAPITRE III

### LES MONTAGES AUTO-OSCILLATEURS

Les auto-oscillateurs sont les premiers montages qui furent utilisés à l'émission. Il y a quelques années, la plupart des petites stations ne comprenaient qu'une ou deux lampes fonctionnant en oscillatrices de grosse puissance.

Actuellement de tels montages ont complètement disparu à cause des défauts qu'ils présentent. Les auto-oscillateurs ne servent plus qu'en oscillateurs pilotes (M.O. ou *master oscillator*), c'est-à-dire en étages de faible puissance fonctionnant dans des conditions telles que la fréquence des oscillations engendrées soit particulièrement stable et pure.

L'oscillateur pilote est employé pour exciter des étages amplificateurs haute fréquence se succédant en cascade jusqu'à obtenir la puissance haute fréquence de sortie désirée, suivant le principe des montages pilotés que nous indiquons au Chapitre IV.

L'avantage de l'auto-oscillateur dans cette application, vis-à-vis du quartz pilote étudié plus loin, est qu'il permet une variation progressive de la longueur d'onde d'émission : elle ne dépend que de l'accord du circuit accordé de l'oscillateur pilote. Mais le principal inconvénient du pilotage par auto-oscillateur tient aux précautions indispensables qu'il faut absolument observer afin d'obtenir une oscillation dont la pureté et la stabilité de fréquence soient très grandes. Il faut veiller particulièrement à la construction mécanique impeccable des différents circuits, au blindage efficace de ceux-ci, à l'alimentation qui doit posséder un filtrage poussé et si possible une régulation de tension efficace, à la charge qui doit demeurer constante, même en cours de fonctionnement (manipulation, modulation), etc...

Sous ce rapport, l'emploi d'un pilote-quartz conduit plus simplement et bien plus sûrement à une qualité d'émission très satisfaisante.

Néanmoins, les différents montages auto-oscillateurs ne présentent pas un simple intérêt rétrospectif. Outre leur utilisation en pilote, très en vogue actuellement avec le V.F.O. (*Variable Frequency Oscillator*) qui facilite le trafic, ils servent aussi pour certaines applications, en particulier sur ondes très courtes où la réalisation de montages à excitation séparée demeure compliquée.

## I. — Principe de fonctionnement des auto-oscillateurs

On sait qu'un circuit oscillant est le siège d'oscillations de faible amplitude et qui vont en s'amortissant lorsque l'on charge le condensateur qui est associé à la self.

Si le circuit est placé dans le circuit anodique d'une lampe (figure 65), l'établissement du courant plaque au moment où la lampe est mise en fonctionnement va produire une pertur-

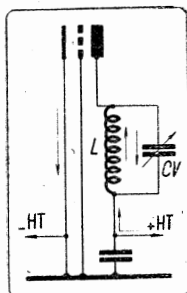


FIGURE 65. — *Durant la période d'établissement du courant anodique, une tension d'induction apparaît aux bornes de la self L et la capacité CV se charge. Dans le circuit L-CV prennent naissance des oscillations de faible amplitude dont la fréquence est celle de résonance du circuit oscillant, et qui s'amortissent au bout d'un temps excessivement court.*

bation qui suffira à déterminer des oscillations de faible amplitude qui se superposent au courant anodique continu. Mais ces oscillations s'amortissent très rapidement.

Si maintenant une bobine est montée dans le circuit grille (figure 66) et couplée à la self du circuit oscillant de plaque, le

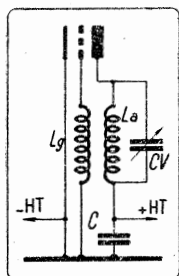


FIGURE 66. — *Le montage de la self  $L_g$  dans le circuit de grille et son couplage avec  $L_a$ , la self du circuit de plaque, permet le report au circuit de grille d'une partie de l'énergie oscillante du circuit de plaque. Avec un sens et un degré convenables de couplage, les oscillations sont entretenues dans le circuit  $L_a-CV$ .*

courant oscillant initial circulant dans cette dernière induit dans la bobine grille une tension correspondante qui se superpose à la polarisation de grille.

La lampe joue son rôle de relais amplificateur : sous l'influence des modifications du potentiel de grille, le courant de plaque subit en concordance des variations qui, si elles ont un sens convenable, viennent renforcer le courant oscillant. Celui-ci induit à nouveau dans le circuit grille une plus grande tension variable qui provoque de plus grandes variations du courant anodique, et ainsi de suite : les oscillations s'entretiennent.

La fréquence des oscillations dépend des constantes caractéristiques du circuit oscillant : la self, la capacité et la résistance. Elle est extrêmement voisine de celle donnée par la formule de Thomson.

Il convient de remarquer que, si la résistance propre du circuit ou celle introduite par une charge extérieure \* est trop grande, les oscillations cessent. Ce cas se produit, par exemple, lorsque la puissance absorbée au circuit de sortie devient trop grande (couplage trop serré avec le circuit grille de la lampe suivante ou avec l'antenne).

On constate quelquefois qu'un oscillateur fonctionne, au même moment, sur plusieurs fréquences tout à fait différentes : l'une de celles-ci, la plus facile à obtenir, est celle du circuit oscillant, celle que l'on recherche. Les autres sont des oscillations parasites. Elles se produisent généralement sur des fréquences déterminées par la capacité d'accord considérée en association avec la self des connexions la reliant à la lampe. Les fréquences des oscillations parasites sont toujours très élevées \*\*.

Le fonctionnement de la lampe en génératrice d'oscillations entretenues dépend de plusieurs conditions dont on comprend aisément l'importance :

- le sens du couplage entre les circuits de grille et de plaque,
- le degré de couplage entre ces circuits.

**SENS DE COUPLAGE.** — Le couplage entre les circuits de plaque et de grille doit être réalisé de façon telle qu'au moment où le courant oscillant augmente dans le circuit accordé, la tension de grille croisse également afin de provoquer une augmentation du courant anodique et, par suite, du courant oscillant. Inversement, lorsque le courant oscillant diminue dans le circuit accordé, la tension de grille doit décroître afin de provoquer une variation du courant anodique de même sens que celle du courant oscillant. Les impulsions successives du courant anodique viendront ainsi renforcer le courant oscillant.

On démontre que ce fonctionnement n'est possible que si le coefficient d'induction mutuelle entre la bobine de grille et la bobine de plaque est *négalif*. En d'autres termes, le sens d'enroulement des bobines de grille et de plaques est bien défini, ainsi que le sens de leurs connexions de branchement.

\* Voir page 21 l'effet de charge extérieure équivalent à l'augmentation de la résistance en série dans le circuit oscillant.

Si la résistance propre du circuit est augmentée outre mesure, la condition de résonance du circuit oscillant :

$$R < 2 \sqrt{\frac{L}{C}}$$

n'est plus satisfaite. L'oscillateur décroche.

\*\* Il est facile d'éliminer ces oscillations parasites, qui apparaissent principalement lorsque deux lampes sont montées en parallèle, en insérant en série avec les connexions grille ou plaque de la lampe, des résistances de faible valeur ohmique (quelques dizaines d'ohms) ou mieux des selfs d'arrêt pour O.T.C. comprenant tout simplement une ou deux spires de petit diamètre, shuntées par une résistance.

La présence d'une capacité de liaison ou de découplage grille dont la valeur est mal adaptée peut également être la cause d'oscillations parasites dans certains montages. Voir page 368.

Lorsque les deux bobinages sont enroulés dans le même sens, le branchement doit être réalisé comme le représente la figure 67.

Si les bobinages sont effectués en sens contraire, le branchement des connexions est indiqué par la figure 68.

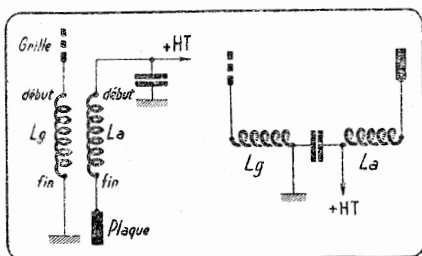


FIGURE 67. — Branchement des selfs de grille et de plaque lorsque le sens d'enroulement est le même pour les deux bobines.

DEGRÉ DE COUPLAGE. — Les sens du couplage entre les circuits étant des convenables, on obtient des effets différents suivant le degré de couplage entre le circuit grille et le circuit plaque.

Si le couplage est faible, la réaction du circuit plaque sur le circuit grille est elle-même faible. L'oscillation initiale pro-

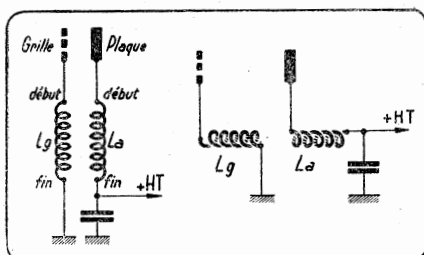


FIGURE 68. — Branchement des selfs de grille et de plaque lorsque le sens d'enroulement est différent pour les deux bobines.

duite dans le circuit oscillant au moment de la mise en fonctionnement de la lampe s'amortit, mais toutefois plus lentement que si aucun couplage n'existait. L'accrochage, c'est-à-dire l'entretien des oscillations, ne se produit pas (sauf si l'amortissement du circuit est nul, ce qui n'est jamais le cas à cause des pertes).

L'accrochage des oscillations n'apparaît que pour une valeur convenable du couplage. Au-dessus de ce couplage critique, l'oscillation initiale, au lieu d'être amortie, acquiert une amplitude croissante.

La lampe fonctionne comme une lampe amplificatrice empruntant son excitation grille à son propre circuit plaque, c'est-à-dire ayant une *auto*-excitation. L'excitation grille varie avec le couplage grille-plaque et devient, après la limite d'accrochage, suffisamment grande pour que la lampe fonctionne en amplificatrice de la classe C.

L'oscillation ne peut cependant augmenter indéfiniment d'amplitude : le courant plaque est limité par la valeur de saturation. Même avec une excitation grille très énergique (régime

sur-excité de l'amplification de la classe C, voir page 100), qui correspond à un couplage très serré grille-plaque, les impulsions du courant plaque ne dépassent pas la valeur de saturation. Mais, par contre, elles se déforment, entraînant l'apparition d'harmoniques de l'oscillation fondamentale recherchée, dont l'importance relative diminue la puissance haute fréquence disponible à la sortie de l'oscillateur.

On obtient pratiquement le régime stable d'oscillations entretenues d'amplitude maximum en réglant le couplage grille-plaque à une valeur légèrement supérieure à la limite pour laquelle l'accrochage se produit.

La limite d'accrochage dépend de la fréquence des oscillations et de la charge du circuit d'utilisation. Le couplage grille-plaque correspondant doit être d'autant plus faible que la fréquence est plus élevée et que la charge est plus faible. Un faible couplage provoque l'accrochage sur O.C. : la capacité grille-plaque d'une lampe amplificatrice suffit même à faire fonctionner celle-ci en oscillatrice si l'on ne prend pas la précaution de « neutrodyner » l'étage, c'est-à-dire de compenser l'effet du couplage parasite.

De la même façon que pour un amplificateur de la classe C, on peut augmenter le rendement d'un auto-oscillateur en le faisant fonctionner avec une polarisation très négative et une grande excitation de grille. On utilise pour ce faire les mêmes méthodes de polarisation que celles employées pour un amplificateur de la classe C, puisque l'auto-oscillateur fonctionne suivant le même principe. L'excitation est réglée au moyen du couplage grille-plaque.

Dans les auto-oscillateurs de faible puissance, on utilise d'ordinaire uniquement la polarisation obtenue au moyen d'une résistance de grille, bien qu'il soit souvent facile de lui adjoindre, avec les lampes à chauffage indirect, une polarisation cathodique. Une polarisation par source auxiliaire n'est indispensable que dans le cas où l'oscillateur est de grosse puissance, soumis à des charges variables et susceptible de décrochage.

## II. — Divers dispositifs de couplage et d'alimentation

Le fonctionnement d'un auto-oscillateur à lampe qui dérive de la propriété amplificatrice des lampes est basé sur le report d'une partie de l'énergie du circuit de plaque au circuit de grille.

**38. Dispositifs de couplage.** — La réaction du circuit de plaque sur le circuit de grille peut être provoquée par un dispositif quelconque de couplage. Un circuit oscillant monté en liaison avec une lampe sera le siège d'oscillations entretenues par la lampe, s'il se produit des variations de tension de grille de sens (phase) et d'amplitude convenables déterminant les variations de l'intensité du courant de plaque qui provoquent à leur tour le renforcement du courant oscillant dans le circuit.

Au dispositif de couplage électro-magnétique (par induction) utilisé dans le montage de principe (figure 66) peut être

substitué un couplage électro-statique (par condensateur), comme le représente la figure 69.

A vrai dire, une classification des auto-oscillateurs ne peut être basée sur ces deux dispositifs de couplage : les deux modes existent la plupart du temps simultanément et l'on ne peut déterminer la part prépondérante qu'à chacun d'eux pour assurer l'entretien des oscillations par réaction du circuit de sortie sur le circuit d'entrée de la lampe oscillatrice.

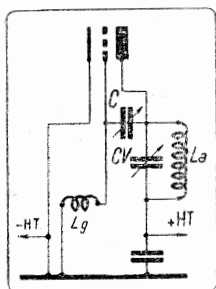


FIGURE 69. — Le report au circuit de grille d'une partie de l'énergie oscillante du circuit de plaque peut être obtenu par couplage électrostatique réalisé au moyen du condensateur C. Le couplage est réglé en faisant varier la capacité de C.

La capacité C se trouve en parallèle sur la capacité grille-plaque de la lampe : cette dernière peut être déjà suffisante pour provoquer à elle seule l'accrochage des oscillations.

Ainsi deux auto-oscillateurs de même montage, mais fonctionnant sur des fréquences différentes, peuvent dériver de l'un ou l'autre principe de couplage dont l'importance n'apparaît qu'en étudiant chaque cas particulier. A ce sujet, il convient de rappeler l'influence importante de la capacité interne grille-plaque de la lampe. Bien que très faible, elle n'est pas négligeable lorsque la lampe fonctionne sur une fréquence élevée. Elle peut constituer un couplage électrostatique plus important que le couplage magnétique existant par la proximité de selfs de faible coefficient.

Une autre classification des auto-oscillateurs a été faite suivant les procédés d'alimentation de la plaque (courant de haute tension) et de la grille (polarisation). Mais elle n'est pas particulière aux auto-oscillateurs et pourrait s'appliquer également aux montages amplificateurs ou multiplicateurs de fréquence.

Le branchement de l'alimentation de l'un ou l'autre des circuits peut s'effectuer soit en série, soit en parallèle.

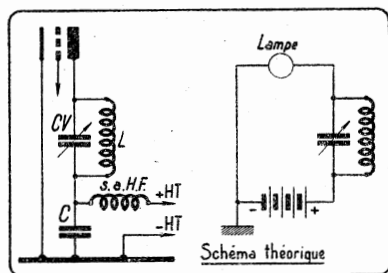
**39. Alimentation anodique.** — Le circuit anodique, considéré pour la haute fréquence, comprend toujours un circuit accordé (impédance d'utilisation) ou, au moins, une partie de circuit oscillant.

L'alimentation anodique sous haute tension continue peut être réalisée en branchant la source H.T. au circuit plaque suivant deux méthodes différentes.

Dans l'ALIMENTATION SÉRIE, la source continue H.T. est disposée en série dans le circuit haute fréquence (figure 70). Cette source continue pouvant se trouver assez loin de l'étage alimenté, il est inutile et il serait même nuisible d'imposer un trajet supplémentaire aux courants de haute fréquence. Un condensateur de découplage C de faible impédance H.F. est placé dans le circuit haute fréquence afin de le refermer direc-

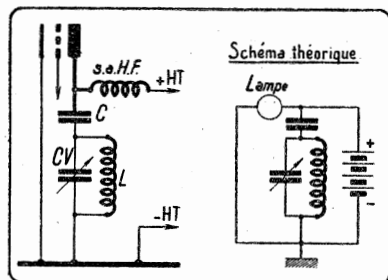
tement. Une self d'arrêt haute fréquence *S.a.H.F.* est montée en série dans le circuit H.T. afin de présenter une impédance élevée aux courants de H.F. Toutefois, si la capacité de C a été choisie de telle sorte que pour la fréquence des oscillations considérées sa capacitance soit suffisamment faible \*, il peut être inutile de prévoir une self d'arrêt, en supposant le circuit d'alimentation assez résistant.

FIGURE 70. — Alimentation anodique « en série » (avec le circuit H.F.).



L'ALIMENTATION PARALLÈLE consiste à brancher la source continue haute tension en shunt ou en dérivation sur le circuit haute fréquence (figure 71). Il faut nécessairement empêcher que ce branchement constitue un court-circuit pour les courants H.F. La présence de la self d'arrêt H.F. est donc obligatoire : elle doit être efficace pour ne pas introduire des pertes sensibles par dérivation.

FIGURE 71. — Alimentation anodique « en parallèle » (sur le circuit H.F.).



La capacité C des deux montages doit pouvoir supporter la haute tension continue, être normalement parcourue par la composante haute fréquence du courant anodique et présenter une faible capacité pour la fréquence considérée. Ces trois conditions déterminent exactement les caractéristiques du condensateur.

Les deux modes d'alimentation se différencient également si l'on remarque que dans le premier le branchement de la source haute tension est effectué en un point de potentiel haute fréquence peu élevé, voisin de celui de la masse. Dans le second, au contraire, le branchement est fait en un point de potentiel

\* Voir page 41 l'abaque permettant de trouver la capacitance d'un condensateur de capacité donnée pour un courant de fréquence connue.

haute fréquence élevé, un « point chaud » d'où nécessité d'une self d'arrêt.

Avec l'alimentation en parallèle, la self du circuit oscillant anodique n'est pas soumise à la haute tension continue, ce qui, dans certains schémas, peut simplifier le montage de liaison à l'étage suivant ou au circuit antenne.

**40. Polarisation grille.** — Les dispositifs similaires d'alimentation sont employés pour la polarisation de grille.

La POLARISATION DE GRILLE EN SÉRIE est montée suivant les schémas de la *figure 72*. La polarisation peut être réalisée soit par batterie auxiliaire, soit par résistance grille, comme dans les amplificateurs de la classe C. La présence de la self d'arrêt haute fréquence du montage A, de même que dans le montage d'alimentation anodique série, n'est pas indispensable.

Le montage B est préférable au montage C, chaque fois qu'il peut être utilisé, car le condensateur shunté se trouve en un point du circuit où le potentiel de haute fréquence est moins élevé, plus voisin de celui de la masse.

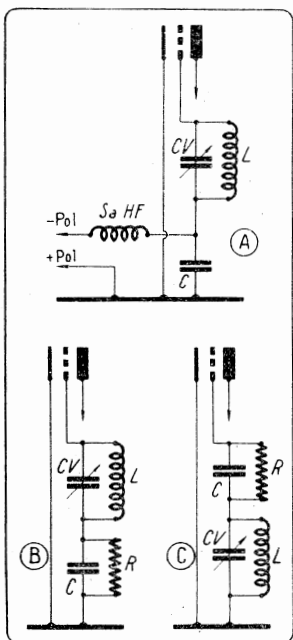


FIGURE 72. — Polarisation de grille en série.

A : au moyen d'une source auxiliaire.

B et C : au moyen d'une résistance-série placée dans le circuit grille.

La POLARISATION DE GRILLE EN PARALLÈLE est plus rarement utilisée que la précédente dans les montages auto-oscillateurs, mais est très courante dans les montages amplificateurs. Si une batterie auxiliaire est employée, suivant le montage A de la figure 73, une self d'arrêt H.F. efficace est nécessaire pour empêcher une dérivation H.F. du circuit grille. Si la polarisa-

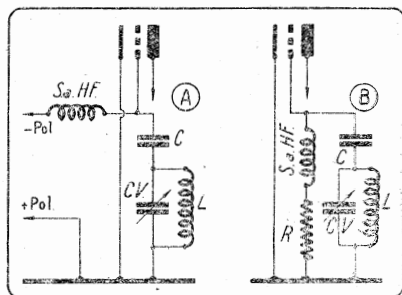


tion est obtenue par une résistance-grille (montage B), il n'est pas toujours nécessaire de placer dans le circuit de polarisation une self d'arrêt, la résistance pouvant suffire à jouer le même

FIGURE 73. — Polarisation de grille en parallèle.

A : avec source auxiliaire.

B : avec résistance série.



rôle \*. Toutefois, dans ce cas, le circuit oscillant se trouve shunté par une résistance qui n'est pas négligeable et qui absorbe une certaine énergie haute fréquence au détriment de l'excitation.

Enfin, une POLARISATION CATHODIQUE peut également être employée dans les montages auto-oscillateurs \*.

### III. — Différents types d'auto-oscillateurs

Il existe des montages très variés d'auto-oscillateurs qui dérivent plus ou moins directement des deux circuits de principe étudiés précédemment et combinent les dispositifs fondamentaux de couplage suivants :

- couplage électromagnétique (par induction) ;
- couplage électrostatique (par capacité).

Nous les examinerons en indiquant brièvement leurs avantages et leurs inconvénients. Nous insisterons plus particulièrement sur les montages utilisés pratiquement pour le pilotage des émetteurs. Sauf indication contraire, ils peuvent être réalisés indifféremment avec alimentation de grille et plaque en série ou en parallèle.

**41. Auto-oscillateur à circuit plaque accordé.** — Ce montage est aussi dénommé *Reversed Feed Back (R.F.B.) oscillator*. Le circuit oscillant accordé  $La-CV$  est inséré dans le circuit anodique. La bobine  $La$  est couplée électromagnétiquement à la bobine de grille  $Lg$  non accordée.

L'accrochage des oscillations est obtenu en réglant le sens et le degré de couplage entre les selfs  $La$  et  $Lg$ , ainsi qu'en déterminant le nombre de spires de l'enroulement grille  $Lg$ .

\* Une résistance bobinée est alors préférable à une résistance constituée par un dépôt semi-conducteur sur un bâtonnet isolant.

\*\* Pour d'autres détails, voir le chapitre ALIMENTATION, paragraphe VIII, du tome II.

Le schéma (figure 74) représente une alimentation anodique parallèle et une polarisation grille parallèle.

Si les deux selfs  $L_a$  et  $L_g$  ne sont pas couplées magnétiquement entre elles, le couplage entre les circuits de grille et de plaque s'effectuant par la capacité interne de la lampe, le montage devient l'oscillateur T.N.T. *Tuned (plate) Not Tuned (grid)*.

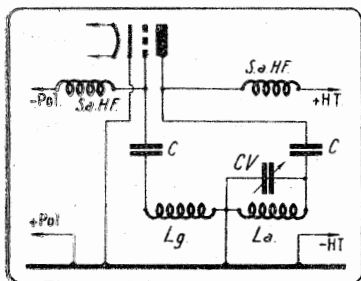


FIGURE 74. — Oscillateur à circuit plaque accordé dénommé Reversed feedback.

Le montage T.N.T. [Tuned (plate) Not Tuned (grid)] est identique, sauf qu'il n'existe pas de couplage inductif entre les selfs  $L_g$  et  $L_a$ .

L'oscillateur T.N.T. est surtout utilisé en montage symétrique: (figure 75) il est peu employé en montage monolampe, car il n'est pas susceptible de fournir une puissance haute fréquence élevée. Il présente, par contre, l'avantage d'être simple à réaliser et à régler.

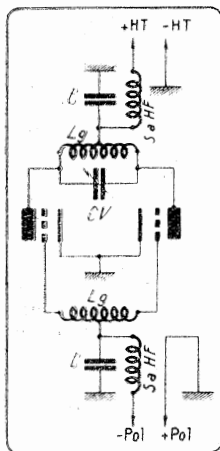


FIGURE 75. — Oscillateur push-pull T.N.T. Le circuit de grille n'est pas accordé, mais le circuit plaque est accordé.

Une application du montage auto-oscillateur R.F.B. est faite dans le schéma de la figure 76 pour réaliser une V.F.O., très stable.

Une triode 6J5 est montée avec circuit plaque accordé couplé au circuit grille (couplage fixe). Elle entretient les oscillations sur 160 mètres (1750 à 2000 kc/s), la longueur d'onde étant réglée grossièrement par  $C_2$  (fixe) puis  $C_3$  et  $CV$  qui couvre la variation désirée.

On remarque que la plaque est reliée à  $L_2$ , à travers  $R_2$ , et à une prise intermédiaire sur  $L_2$ . Cette disposition est destinée

à réduire l'effet des capacités de la lampe (capacité interne variable en fonctionnement à cause de l'échauffement) sur le circuit oscillant.

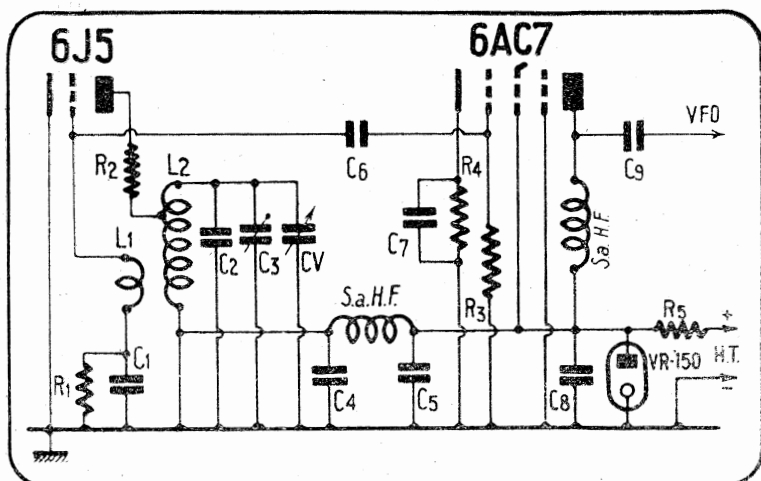


FIGURE 76. — Montage V.F.O. avec oscillateur R.F.B. sur 160 mètres et lampe séparatrice. La tension anodique est stabilisée par tube VR-150.

Valeur des éléments :

- R1 : 50.000 ohms (0,5 watt)  
 R2 : 200 ohms (0,5 watt)  
 R3 : 500.000 ohms (0,5 watt)  
 R4 : 1.500 ohms (1 watt)  
 R5 : Selon HT (voir Tome II, Chapitre I, paragraphe IX)  
 CV : 180  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air)  
 L1 : 18 spires jointives de fil 5/10 émaillé sur mandrin en stéatite de 45 mm. de diamètre  
 L2 : 44 spires jointives de fil 65/100 émaillé sur le même mandrin que L1, à 5 mm. côté masse de L2 (sens inverse d'enroulement, voir figure 68). Prise à la 27<sup>e</sup> spire à partir de la masse.

- S.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)  
 C1 : 150  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C2 : 250  $\mu\mu\text{F}$  (céramique)  
 C3 : 50  $\mu\mu\text{F}$  (ajustable mica)  
 C4 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C5 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C6 : 20  $\mu\mu\text{F}$  (mica argenté)  
 C7 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C8 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C9 : 20  $\mu\mu\text{F}$  (mica argenté)

Nota : Il est avantageux, pour assurer une grande stabilité de la fréquence du V.F.O., de loger l'ensemble des bobines L1-L2 dans un blindage individuel.

La polarisation grille est faite en série ainsi que l'alimentation anodique. On remarque un découplage important S.a.H.F. — C4 — C5 sur le + H.T. Il est nécessaire puisque l'alimentation, réglée par tube à néon VR-150, est commune aux deux lampes.

L'oscillateur est couplé par C6 à une lampe séparatrice 6AC7 dont le circuit d'utilisation anodique est aperiodique (non accordé), afin d'éviter toute réaction des étages de l'émetteur sur le V.F.O.

La liaison par C6 s'effectue entre grilles des deux lampes. Si la tension de sortie de l'oscillateur était prise sur le circuit oscillant de la première lampe, un glissement de fréquence pourrait exister, produit par la variation de capacité interne grille-cathode de la seconde lampe.

Il n'est pas recommandé de faire fonctionner la 6J5 sur une fréquence supérieure à 2.000 kc/s, sur 3.500 kc/s par exemple : la stabilité ne serait plus suffisante.

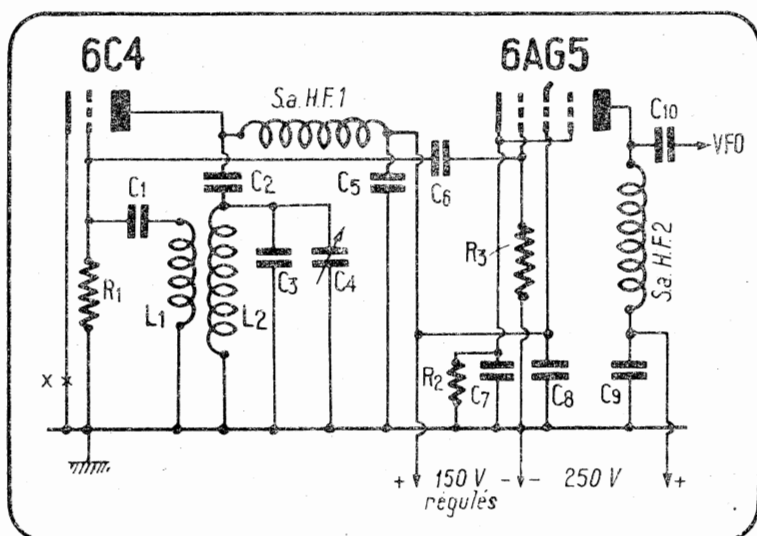


FIGURE 77. — Montage oscillateur R.F.B. avec tube miniature 6C4 suivi d'un étage séparateur avec pentode 6AG5. La haute tension de 150 volts est réglée par un tube VR-150.

Valeur des éléments :

R1 : 50.000 ohms (0,5 watt)	C4 : 150 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air)
R2 : 500 ohms (1 watt)	C5 : 0,1 $\mu\text{F}$ (papier)
R3 : 150.000 ohms (0,5 watt)	C6 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
C1 : 200 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
C2 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	C8 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
C3 : 400 $\mu\mu\text{F}$ (mica) et 50 $\mu\mu\text{F}$ (céramique)	C9 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	C10 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	L1-L2 : Voir figure 67

Nota : Lorsque l'oscillateur est manipulé dans la cathode, il y a lieu de rechercher expérimentalement (écoute en local) le couplage optimum entre L1 et L2 qui donne le meilleur couplage et la note la plus pure des signaux.

Un montage V.F.O. d'une stabilité remarquable peut être réalisé à l'aide de tubes miniatures (figure 77). Du fait de leurs dimensions réduites et en particulier à cause de leur filament plus petit, ces lampes dissipent moins de chaleur que les tubes ordinaires. L'échauffement des organes est moindre. L'instabilité de fréquence due aux variations de température

n'est plus à redouter même sans prendre de précautions spéciales.

La fiche de sortie de ces deux montages, marquée V.F.O. sur les schémas, vient se raccorder par ligne bifilaire torsadée ou câble coaxial au circuit grille d'un montage quartz ordinaire, le cristal étant bien entendu mis hors circuit (voir figure 114 par exemple).

**42. Auto-oscillateur à circuit grille accordé.** — Ce montage est aussi dénommé *Feed Back Oscillator*. Le circuit oscillant accordé  $Lg$ — $CV$  est inséré dans le circuit grille. La bobine  $Lg$  est couplée électromagnétiquement à la bobine de plaque non accordée.

L'accrochage des oscillations est obtenu en réglant le sens et le degré de couplage entre les selfs  $Lg$  et  $La$  ainsi qu'en déterminant le nombre de spires de l'enroulement plaque  $La$ .

Le schéma (figure 78) représente une alimentation anodique parallèle et une polarisation grille parallèle.

Le montage convient très bien à la réception (schéma classique de détectrice à réaction) et à certains oscillateurs qui ne doivent fournir qu'une faible puissance de sortie. Mais il n'est pratiquement pas employé à l'émission, car il présente les mêmes inconvénients que le montage précédent.

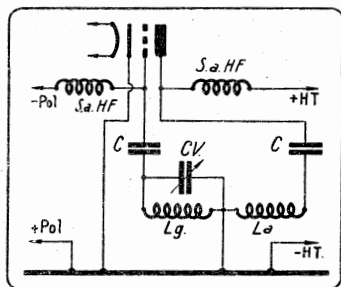


FIGURE 78. — Oscillateur à circuit grille accordé dénommé *Feed-back oscillator*.

**43. Auto-oscillateur à circuits accordés de grille et de plaque.** — Ce montage est aussi dénommé T.P.T.G. (*tuned plate, tuned grid*) ou Armstrong (figure 79).

Le circuit de grille et le circuit de plaque comprennent chacun un circuit oscillant accordé  $CVa$ — $La$  et  $CVg$ — $Lg$ , qui ne possèdent entre eux aucun couplage électro-magnétique. Le couplage, qui n'est pas apparent sur le schéma est réalisé, en réalité, électrostatiquement par la capacité interne de la lampe.

Le couplage n'est donc pas variable : on peut toutefois modifier l'excitation grille en agissant sur l'accord du circuit oscillant de grille. Un léger désaccord diminue la tension d'excitation grille, ce qui suppose qu'un surcroît de couplage est réalisé par la capacité interne de la lampe.

On réalise quelquefois ce montage avec un enroulement grille non accordé, qui, avec sa capacité répartie, forme un circuit aperiodique dont l'impédance est suffisante pour obtenir l'excitation grille sur toute la gamme d'accord du circuit anodique.









Le réglage de l'oscillateur Meissner consiste à déterminer les enroulements  $L_g$  et  $L_a$  et à régler leur couplage avec les selfs  $L_1$  et  $L_2$  du circuit oscillant.

Le montage Meissner n'est plus guère utilisé que dans certaines installations à grosse puissance, en vue d'emplois spéciaux.

Une variante de ce montage est l'OSCILLATEUR STABILISATEUR FROMY. Il diffère du Meissner par l'introduction des condensateurs  $C_g$  et  $C_a$  (figure 84) qui ont été insérés afin d'obtenir une fréquence d'oscillations pratiquement indépendante de toute variation de la résistance interne de la lampe.

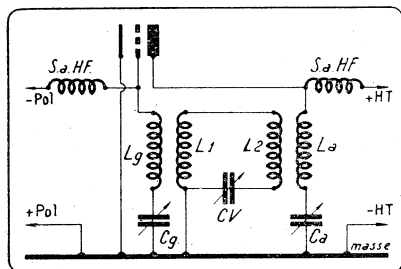


FIGURE 84. — Montage stabilisateur de Fromy.

L'alimentation de l'auto-oscillateur Meissner peut s'effectuer soit en série, soit en parallèle (voir figure 71). Celle du stabilisateur Fromy est toujours en parallèle.

47. Auto-oscillateur Hartley. — C'est le montage qui a la plus grande vogue à cause de sa simplicité. Il est encore très utilisé dans sa variante l'*Electron Coupled Oscillator* (E.C.O.) en étage pilote de faible puissance ou tel quel, sur ondes très courtes, avec des lampes à faibles capacités internes.

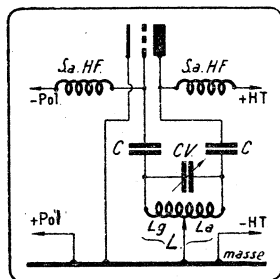


FIGURE 85. — Oscillateur Hartley.

Le couplage entre les circuits de plaque et de grille est à la fois électromagnétique et électrostatique. Le circuit oscillant  $L-CV$  (figure 85) est monté entre grille et plaque; une prise faite sur la bobine détermine les parties de celle-ci :  $L_g$ , utilisée dans le circuit grille et  $L_a$ , dans le circuit plaque.

En déplaçant la prise sur la bobine,  $L$  et  $CV$  demeurant fixes, on fait varier l'excitation grille; celle-ci devient plus

grande lorsque la prise est rapprochée de l'extrémité de l'enroulement reliée à la plaque.

La position optimum de la prise étant déterminée, le couplage entre le circuit de plaque et le circuit de grille demeure suffisant lorsque l'on modifie la fréquence des oscillations, et ce, de façon *automatique*, grâce au couplage électrostatique créé par le condensateur variable CV.

En effet, nous avons vu que le couplage entre circuits devait augmenter lorsque la fréquence des oscillations diminuait. On disposait, avec les montages précédents, de réglages permettant de déterminer exactement la réaction pour chaque fréquence (couplage électromagnétique entre les selfs d'un R.F.B., par exemple). Mais ce réglage entraîne une mise au point supplémentaire.

Dans l'auto-oscillateur Hartley, au contraire, le condensateur variable se trouve au minimum de capacité lorsque le circuit oscillant est réglé sur la fréquence la plus élevée de la gamme d'accord de L—CV. Le couplage électrostatique plaque-grille par CV est donc alors minimum. Pour régler L—CV sur une fréquence plus basse, on doit augmenter la capacité CV, ce qui accroît automatiquement le couplage sans avoir à recourir à un réglage supplémentaire. Ce fait explique la facilité d'entretien des oscillations procurée par le montage Hartley.

L'auto-oscillateur Hartley avec une alimentation parallèle est représenté figure 85. Les deux armatures du condensateur variable doivent être isolées de la masse.

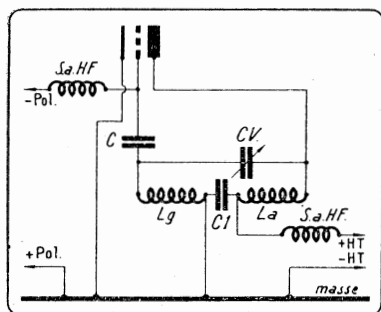


FIGURE 86. — Montage Split Coil Hartley.

Le montage avec alimentation anodique série devient le *Split Coil Hartley*, ainsi appelé parce que la bobine (*coil*) a été coupée (*split*) pour y placer en série la source continue de haute tension (figure 86).

Un condensateur C1 a été placé en série entre les deux parties de la bobine pour rétablir le circuit de haute fréquence et une self d'arrêt montée en série dans la connexion H.T. afin d'éviter qu'il se produise une dérivation nuisible du courant H.F. Ce montage présente l'inconvénient de rendre irréguliers les parties de la self insérées respectivement dans les circuits de grille et de plaque.

La variante de l'alimentation série de la *figure 87* laisse la possibilité de conserver la bobine à prise. Dans ce montage, les deux condensateurs C supportent la haute tension totale (la

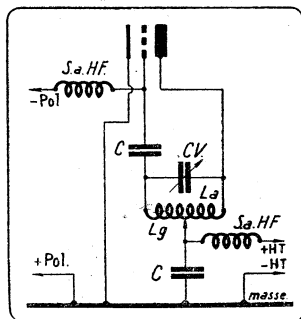


FIGURE 87. — Oscillateur Hartley à alimentation série.

haute tension plus la tension de polarisation grille est appliquée entre les armatures du condensateur de grille).

Le montage Hartley employé sous une forme très simple (*figure 88*) indiquée par MM. Gutton et Touly, dès 1919, permet la réalisation d'un oscillateur sur ondes très courtes.

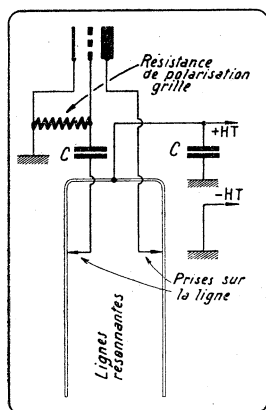


FIGURE 88. — Montage oscillateur Hartley à ligne pour O.T.C.

Le circuit oscillant est remplacé par une ligne résonante dont les pertes sont faibles et qui possède un facteur Q de surtension élevé. La fréquence des oscillations est très stable.

**48. Auto-oscillateur Simpson.** — Il convient de mentionner également la variante du montage Hartley connue sous le nom d'oscillateur Simpson.

Le schéma est identique à celui du Hartley classique. Toutefois, il n'existe aucun couplage électromagnétique entre les bobines de grille et de plaque. Les deux enroulements  $L_g$  et  $L_a$  sont montés en série, formant un ensemble accordé par CV sur la fréquence désirée des oscillations à obtenir.

Les tensions haute fréquence disponibles à chaque armature du condensateur variable sont en opposition de phase et aussi par conséquent, les potentiels instantanés de grille et de plaque. La condition d'oscillation est réalisée.

Le montage Simpson est très rarement utilisé.

**49. Auto-oscillateurs symétriques.** — Bien que nous les indiquions à cette place, dans la revue des montages auto-oscillateurs, les montages symétriques, et en particulier l'oscillateur Mesny, sont dans l'ordre chronologique d'utilisation pratique, parmi les plus anciens.

Ils furent employés pour obtenir une grande puissance d'un montage oscillateur sans rencontrer les difficultés présentées par l'emploi de plusieurs lampes montées en parallèle.

Lorsque des lampes identiques sont disposées en parallèle on sait que la puissance effective mise en jeu est proportionnelle au nombre de lampes. Mais il est rare de trouver des lampes dont les caractéristiques soient parfaitement semblables ; elles ne fonctionnent pas dans des conditions identiques. Des oscillations parasites peuvent prendre naissance, qui introduisent des perturbations : on dit que « les lampes oscillent en parallèle ».

Ces oscillations parasites ont d'ordinaire une fréquence très élevée : elles absorbent de l'énergie en pure perte si l'on n'arrive pas à les éliminer. On les évite généralement en montant, comme nous l'avons déjà vu, des résistances de blocage en série dans le circuit grille ou plaque des différentes lampes. C'est du reste une méthode générale utilisée dans les amplificateurs haute\* ou basse fréquence avec lampes en parallèle, où l'on peut constater des phénomènes parasites identiques.

Dans un montage symétrique, les lampes sont équilibrées de la même façon que dans un étage push-pull : elles agissent alternativement et séparément sur le circuit oscillant auquel elles sont reliées.

Le circuit oscillant et la self d'entretien d'un montage symétrique à réaction possèdent chacun une prise médiane. De cette façon, les potentiels de grille de chacune des lampes varient alternativement en sens inverse. Lorsque le potentiel de la grille de l'une des lampes croît, le potentiel de la grille de l'autre décroît et inversement.

Par suite, chacune des moitiés du circuit anodique est soumis alternativement à des impulsions, dont le nombre est deux fois plus grand que dans un montage monolampe. C'est afin de caractériser ce mode de fonctionnement des amplificateurs symétriques, qu'ils sont désignés par l'appellation anglo-saxonne de *push-pull*, représentative de l'action sur les circuits (*figure 89*).

Les montages symétriques servent rarement à réaliser le pilotage d'une émission, pour laquelle on utilise pratiquement un auto-oscillateur de faible puissance, donc plus facile à stabiliser. Ils sont actuellement employés principalement en émission sur ondes très courtes pour constituer des montages puissants mais relativement simples, en radio médicale par exemple.

\* Voir page 368.

Le MONTAGE MESNY est, au point de vue schématique, un auto-oscillateur symétrique du type Reversed Feed Back. Les bobines de grille  $L_g$  et de plaque  $L_a$  à prise médiane sont couplées électromagnétiquement de façon très serrée. Leur sens de cou-

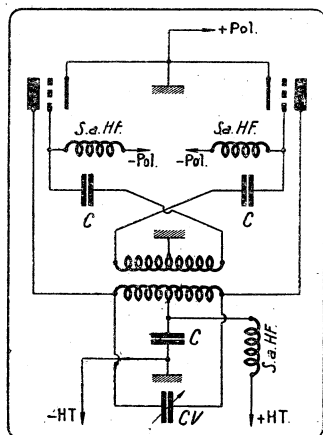


FIGURE 89. — Oscillateur Mesny (avec enroulement plaque accordé).

plage doit être tel que, si les deux enroulements sont effectués dans le même sens, les connexions de grille et de plaque soient inversées l'une par rapport à l'autre. On peut toutefois éviter

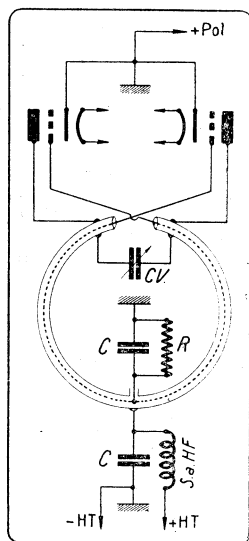


FIGURE 90. — Oscillateur Mesny pour O.T.C. — Dans le cas d'une polarisation par batterie auxiliaire, la résistance  $R$  est remplacée par la pile dont le pôle négatif est relié, par l'intermédiaire d'une self d'arrêt O.T.C. à la prise médiane, et le pôle positif à la masse.

le croisement des connexions, en bobinant les deux enroulements de grille et de plaque en sens contraire.

Les bobinages d'un montage Mesny sont construits en hélice coaxialement, ce qui entraîne certaines difficultés pratiques de réalisation, sauf s'il s'agit d'un montage pour ondes métriques. Une seule spire de 10 cm. environ de diamètre, en tube contenant dans son âme la spire grille, suffit par exemple sur 5 mètres (figure 90).

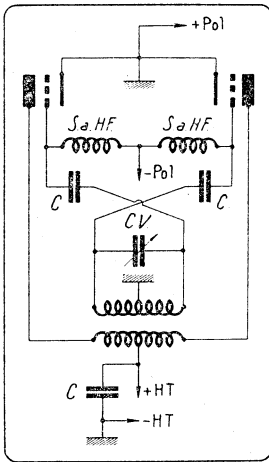


FIGURE 91. — Oscillateur Mesny (avec enroulement grille accordé).

Si CV, à la place d'être monté en parallèle sur l'enroulement grille, se trouve en parallèle sur l'enroulement plaque, l'oscillateur Mesny est à enroulement plaque accordé.

Le couplage entre enroulements est normalement fixe, impossible à réaliser variable en pratique. Par mesure de sécurité, il est toujours très serré afin d'obtenir l'accrochage à coup sûr. Il s'ensuit que le rendement n'est pas optimum, mais que la stabilité des oscillations est très grande.

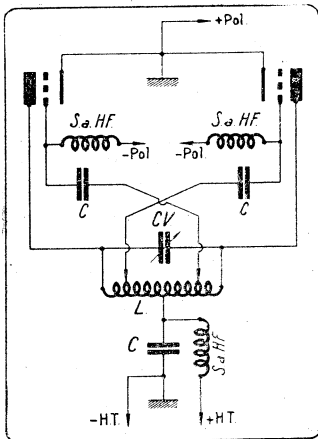


FIGURE 92. — Oscillateur Hartley push-pull à self unique.

Le montage Mesny peut être réalisé avec circuit de plaque accordé (figure 91). Une longue controverse a fait ressortir autrefois les avantages de l'un ou l'autre des montages. A simi-

litude de réalisation, le premier fournit une plus grande puissance haute fréquence, le circuit d'utilisation étant accordé. Le second a l'avantage d'une plus grande stabilité surtout si le condensateur variable possède une grande capacité.

La figure 92 représente un montage symétrique qui découle de l'oscillateur Hartley monolampe. Tous les montages déjà examinés peuvent être, eux aussi, réalisés symétriquement.

On préfère en général réaliser l'alimentation d'un push-pull en série, afin d'éviter la complication des condensateurs de séparation de circuits pour le courant continu et la présence de selfs d'arrêt H.F. qu'il faudrait prévoir en double, symétriquement dans le montage.

**50. Auto-oscillateur à couplage électronique.** — Dans un montage Hartley, la prise sur la self du circuit oscillant est d'ordinaire aux mêmes potentiels haute fréquence et continu que celui de la masse. En réalité, la seule condition nécessaire pour le fonctionnement correct du montage est que la prise aboutisse à la cathode ou au filament. C'est parce que ce dernier est, dans le cas d'une lampe à chauffage direct, alimenté par batteries que l'on a adopté la mise à la masse en ce point du circuit, afin de ne pas avoir à isoler la batterie de chauffage vis à vis de la masse.

Toutefois, rien n'empêche d'appliquer le — H.T. relié à la masse, en un point différent du circuit, pourvu qu'il soit, pour le courant continu, en liaison électrique directe avec la cathode et séparé évidemment du + H.T.

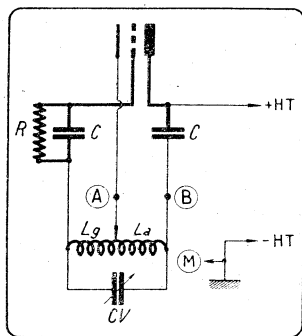


FIGURE 93. — La prise  $M$ , de masse d'un montage Hartley peut se faire en un point quelconque des circuits qui ne sont pas figurés en traits gras.

En utilisant une lampe à chauffage indirect, aucune précaution n'est à observer pour l'isolement de la source de chauffage vis à vis de la masse puisque le filament n'est pas en relation électrique avec la cathode. Cette dernière électrode qui sert au montage de l'oscillateur peut, sans inconvénient, se trouver à un potentiel H.F. différent de celui de la masse.

Un montage Hartley avec lampe à chauffage indirect (figure 93) fonctionnera de façon identique, que le point  $A$  du schéma (montage Hartley normal) ou le point  $B$  soit relié à la masse. On voit que dans ce dernier cas, la plaque est au même potentiel haute fréquence que la masse, à laquelle elle est reliée par le condensateur  $C$ .

Supposons que l'oscillateur Hartley de la figure 85 soit monté en utilisant les trois premières électrodes d'une lampe à écran ou d'une lampe trigridde : cathode, grille et écran. Il fonctionnera normalement avec l'écran, alimenté sous la haute tension, jouant le rôle de plaque.

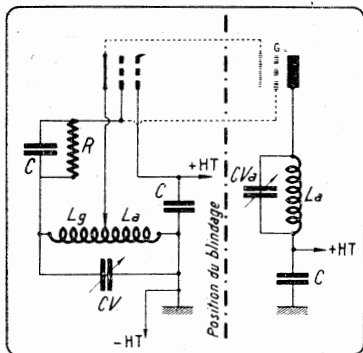


FIGURE 94. — Le montage E.C.O. monolampe peut être décomposé en étage oscillateur et étage amplificateur couplés par le flux électronique.

Le circuit d'utilisation  $L-CVa$  est placé dans le circuit anodique. Il est accordé sur la fréquence fondamentale des oscillations, entretenues dans le circuit  $LgLa-CV$ , ou sur harmoniques de celle-ci. Le couplage entre le circuit d'utilisation et l'oscillateur pilote, l'Hartley représenté à gauche de la figure 94, s'obtient par le flux d'électrons traversant les électrodes de la lampe servant d'oscillatrice. Le couplage est électronique, d'où le nom donné à cet auto-oscillateur que l'on désigne en anglais par *Electron Coupled Oscillator* (E.C.O. en abrégé).

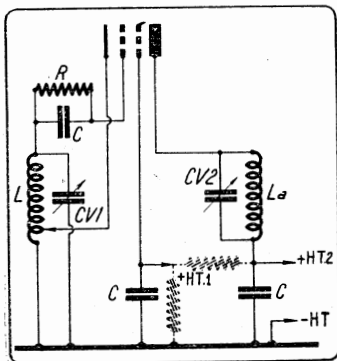


FIGURE 95. — Oscillateur à couplage électronique dénommé aussi E.C.O. (*Electron Coupled Oscillator*).

Le circuit anodique d'utilisation est complètement distinct de celui qui détermine la fréquence propre des oscillations. Il est même séparé électrostatiquement du premier par l'écran qui empêche toute réaction de l'un sur l'autre à l'intérieur de la lampe, et principalement lorsque le circuit anodique est accordé sur la fondamentale de l'oscillation entretenue (figure 95). Ce montage a été indiqué par Dow en 1931.



CONDITIONS DE STABILITÉ. — Le montage E.C.O. connaît une grande faveur car il procure une grande stabilité d'oscillations, sur fondamentale ou harmoniques.

Mais cette stabilité n'est réalisée que sous certaines conditions indispensables à observer pour parvenir à des résultats satisfaisants. En examinant les différentes causes pouvant l'influencer, nous allons voir les précautions à prendre dans le montage pratique des pilotes E.C.O.

*Variation des tensions d'alimentation.* — Le principal avantage de l'oscillateur à couplage électronique est de fournir des oscillations stables même lorsque varie la tension d'alimentation anodique.

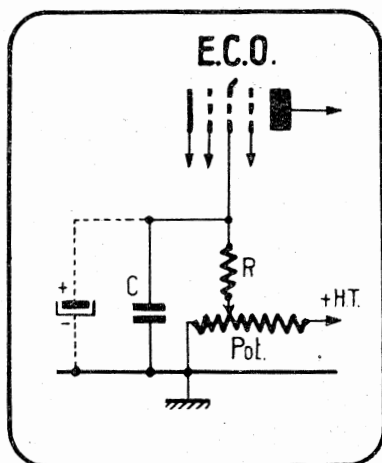


FIGURE 96. — Afin de conserver au montage E.C.O. ses avantages de stabilité, il est recommandé d'alimenter l'écran sur un potentiomètre, en adjoignant une cellule de découplage R-C dans le circuit d'écran. La constante de temps du circuit peut être augmentée afin d'atténuer les variations rapides par l'adjonction d'un condensateur de grosse capacité (électrochimique figuré en pointillé : 8 à 20  $\mu\text{F}$ ).

Si l'accord du circuit d'utilisation est réglé légèrement à proximité de la résonance (sur fondamentale ou harmonique), on constate que pour une variation donnée de la haute tension appliquée proportionnellement à la plaque et à l'écran de la lampe, il se produit, dans chacun de ces circuits, une variation égale mais de sens contraire de la fréquence des oscillations. L'effet résultant est une compensation exacte de toute variation due à une mauvaise stabilité de la source d'alimentation de haute tension.

Le choix de la tension d'écran a également une grande importance dans le fonctionnement stable de l'E.C.O.

Il est assez critique dans un montage E.C.O. utilisant une

lampe tétrode. Si la tension est trop élevée, comme on peut être tenté de le faire pour accroître la puissance haute fréquence, l'émission secondaire est intense : la puissance de sortie et le rendement au lieu d'augmenter diminuent. La détermination de la tension de fonctionnement de l'écran n'offre, par contre, aucune difficulté avec les lampes pentodes ou à concentration électronique, à condition de la conserver dans des limites normales dont le maximum ne soit jamais supérieur aux 8/10 de la tension anodique.

Cependant, afin d'obtenir au maximum la compensation indiquée plus haut, il semble que la tension d'écran doit être fixée à environ les deux tiers de la haute tension anodique. Au surplus, il est avantageux d'insérer en série dans le circuit d'écran une résistance découplée par un condensateur relié à la masse (figure 96).

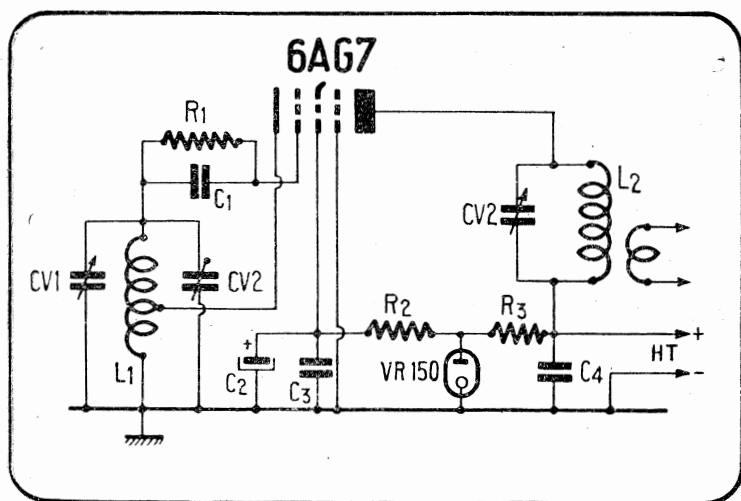


FIGURE 97. — Montage E.C.O. avec tube pentode 6AG7, la tension écran étant stabilisée par tube à néon VR-150.

Valeur des éléments :

R1 : 25.000 ohms (1 watt).	C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R2 : 100 ohms (0,5 watt).	C2 : 8 $\mu\text{F}$ (électrochimique,
R3 : 10.000 ohms (10 watts).	450 volts).
CV1 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (variable).	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
CV2 : 200 $\mu\mu\text{F}$ (ajustable).	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
CV3 : 75 $\mu\mu\text{F}$ (variable).	H.T. : 310 volts.

La valeur de la capacité doit être prise assez élevée. L'ensemble R-C possède ainsi une constante de temps qui atténue les variations brusques du potentiel d'écran. On peut adjoindre au condensateur normal de découplage H.F., un condensateur électrochimique, monté en parallèle, qui augmente la constante de temps du circuit. Toutefois, ce montage ne doit pas être utilisé si la manipulation est faite sur l'étage oscillateur pilote, car les charges et les décharges successives de la

grosse capacité provoqueraient des « piaulements » de manipulation.

Une solution plus élégante, mais en même temps plus onéreuse, consiste à stabiliser la tension d'écran par un régulateur à néon. Les tubes VR-105 conviennent lorsque la tension anodique ne dépasse pas 160 volts, et VR-150 pour une tension plaque de 200 à 240 volts (figure 97).

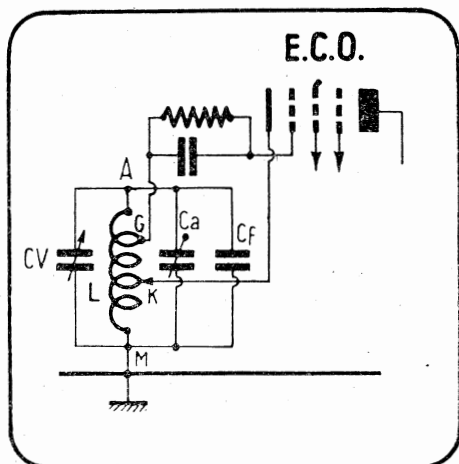


FIGURE 98. — La position de la prise K de cathode sur la self de l'E.C.O. doit être choisie expérimentalement pour déterminer celle qui procure la meilleure stabilité en cas de variation de la haute tension anodique d'alimentation.

A est l'extrémité de la self, côté grille, qui sert à l'accord, réalisé par :

CV : Condensateur variable d'accord par bouton extérieur.

Ca : Condensateur ajustable pour « caler » la gamme désirée.

Cf : Condensateur fixe destiné à réaliser un faible rapport L/C (condition de stabilité).

G est la prise fixe du bobinage reliée à la grille.

La stabilité étant primordiale pour un oscillateur pilote, la lampe de l'E.C.O. ne doit jamais fonctionner au maximum de la tension anodique possible. Le débit cathodique demeure ainsi loin de la limite admissible : de l'ordre de quelques mA pour un E.C.O. normal.

On peut, dans ces conditions, réduire la tension de chauffage du filament de la lampe, ce qui diminue la dissipation de chaleur, et par suite les variations des capacités internes. Ainsi lorsqu'une pentode 6SJ7 débite au total 3 mA, il est possible de réduire à 4 v. 5 environ la tension de chauffage au lieu des 6 v. 3 normaux. Il en résulte, outre l'échauffement moindre du tube, une plus grande stabilité et une durée accrue de la lampe.

Faire le réglage de la tension de chauffage en dernier lieu, une fois que l'E.C.O. fonctionne normalement. Agir à l'aide d'un rhéostat et en contrôlant à l'écoute l'effet de la réduction de tension.

*Influence de la position de la prise de cathode.* — Pour satisfaire à la condition de stabilité de fonctionnement, le circuit accordé de l'oscillateur doit comporter, comme il a été expliqué au chapitre premier, une faible self et une grande capacité. C'est la raison pour laquelle on monte en parallèle sur le condensateur variable d'accord, des capacités fixes et ajustables qui permettent d'autre part l'étalonnage facile de la commande principale d'accord (figure 98).

Un réglage très important du montage E.C.O. est la détermination de la prise de cathode sur le bobinage. Si la prise se trouve trop proche de l'extrémité « masse » de la bobine, la puissance de sortie et le rendement sont faibles ; de même, si elle se trouve trop près de l'extrémité grille. Il convient de rechercher expérimentalement la position optimum qui est d'ordinaire voisine du tiers du nombre total des spires de la bobine, comptées à partir de l'extrémité masse.

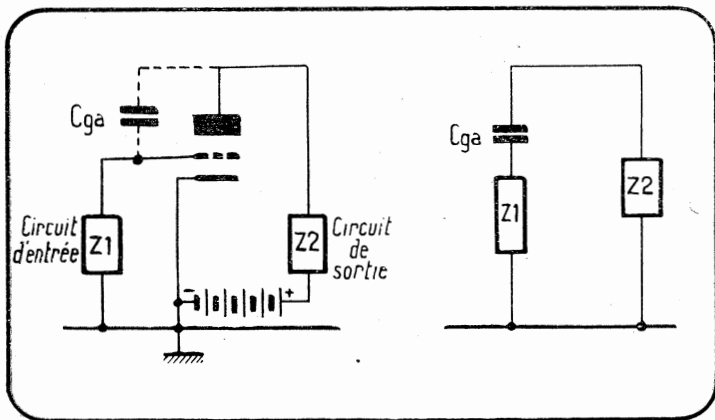


FIGURE 99. — Les variations d'amplification découlant de l'instabilité de la tension d'alimentation ou de la charge anodique ont pour effet de faire varier la capacité d'entrée de la lampe. Cette capacité, se trouvant par le montage aux bornes du circuit oscillant, modifie la fréquence et crée une instabilité.

D'autant plus que la position de cette prise joue également une influence sur la stabilité du montage en fonction des variations de la haute tension d'alimentation. On constate une élévation de la fréquence d'oscillation lorsque la tension anodique est diminuée, si la prise est trop loin de la masse. Une diminution apparaît au contraire si la prise est trop près de l'extrémité masse de la bobine.

Sans aller jusqu'à déterminer à la fraction de spire près la position optimum de la prise, il est bon de rechercher celle donnant la plus grande stabilité, lorsque le montage a déjà fonctionné.



Il faut avoir soin cependant de ne pas faire une prise sur une partie trop faible du bobinage. On risquerait de provoquer l'apparition d'oscillations parasites faisant perdre tout le bénéfice du système. La prise au tiers à partir du côté grille convient normalement en pratique.

Un autre procédé utilisé pour réduire l'effet néfaste des variations de la capacité d'entrée sur le circuit accordé est de monter une résistance en série dans la connexion de cathode (figure 100). Ces deux procédés sont utilisés dans les appareils de mesure.

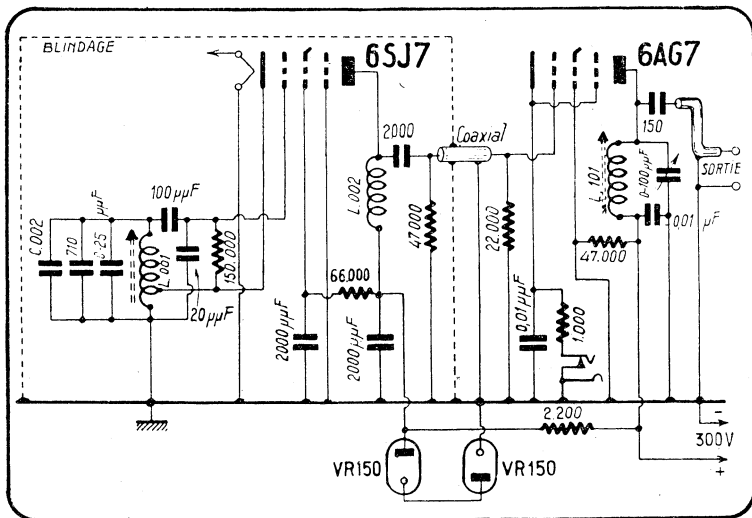


FIGURE 101. — Schéma du V.F.O. type 70 E-8 A Collins. Il utilise des circuits oscillants à noyau magnétique. La lampe oscillatrice E.C.O. est une pentode à pente fixe 6SJ7. Elle est suivie d'une lampe séparatrice pentode 6AG7.

*Influence de la résistance de grille.* — La polarisation grille de l'oscillateur E.C.O. est réalisée par résistance grille. Celle-ci peut être disposée soit en série dans le circuit, soit en parallèle entre grille et cathode.

Le montage de la résistance en parallèle (figure 101) présente l'avantage de permettre la variation de l'excitation grille de l'oscillateur : elle shunte en effet l'enroulement grille.

Il semble avantageux de toujours choisir une résistance de grille élevée afin d'obtenir une oscillation rigoureuse. Certains auteurs conseillent d'employer jusqu'à 1 et 2 mégohms.

de tension qui ramène entre grille et masse une fraction de l'énergie de sortie transportée par le courant de plaque. Tout se passe comme si la capacité d'entrée était multipliée par  $(1+A)$ ,  $A$  étant l'amplification de la lampe (voir aussi nota de la page 317). Toute variation d'amplification modifie donc la capacité d'entrée parasite aux bornes du circuit oscillant. Si cette capacité parasite est branchée sur une partie de la self au lieu de l'être sur la totalité, on conçoit que son effet soit moindre.

*Influence de la température.* — L'effet de la température sur la stabilité des oscillations est souvent négligé à tort. Dow qui décrit le premier, l'oscillateur à couplage électronique, indiquait cependant que les variations de température influaient plus gravement que les variations d'alimentation.

On doit donc chercher à éviter les changements de température dans le montage d'un E.C.O. et réduire leur action. Eloigner le plus possible du circuit oscillant d'accord les organes qui en fonctionnement dégagent de la chaleur. Protéger le circuit oscillant par un blindage épais qui a son rôle non seulement pour la séparation électrostatique des organes, mais aussi contre les variations de température.

Eviter également d'utiliser des isolants médiocres. La stéatite H.F. doit être employée de préférence : support de self, flasques des condensateurs, support de lampe, etc... Sa couleur blanche, qui n'absorbe pas la chaleur, n'est du reste pas indifférente à ce choix.

Des travaux récents ont montré que le glissement de fréquence constaté dans les auto-oscillateurs a une origine certaine dans la mauvaise qualité des diélectriques qui s'échauffent et occasionnent des pertes variables lorsqu'ils sont soumis à des champs relativement intenses. Aucun accessoire ne doit être négligé dans la réalisation d'un pilote : la qualité du matériel est encore plus indispensable que dans un étage intermédiaire ou amplificateur de puissance.

Un moyen efficace pour pallier les variations de température consiste à utiliser des condensateurs à coefficient de température négatif. Malheureusement ces organes, très courants aux U.S.A., ne sont pas encore répandus couramment en France.

Ces condensateurs (Erie Ceramicon) diminuent de capacité lorsqu'ils s'échauffent. Selon les modèles, la variation est plus ou moins rapide : le coefficient de température est différent, nul pour certains, plus ou moins élevé pour d'autres.

Un essai de durée de l'oscillateur avec mesure des températures initiale et finale à l'intérieur du montage montre la dérive de capacité qu'il y a lieu de compenser\*. Il suffit alors de choisir dans le catalogue le condensateur donnant la variation inverse.

S'il est impossible de se procurer ces condensateurs, adopter pour les capacités fixes d'accord des condensateurs au mica argenté d'excellente construction et surtout éviter par une disposition mécanique judicieuse (blindage soigné et mise sous coffret métallique du châssis complet) l'échauffement des organes sensibles à la température.

**MONTAGES AVEC LAMPES A CHAUFFAGE DIRECT.** — L'auto-oscillateur à couplage électronique dont le schéma se prête très simplement à un montage avec des lampes à chauffage

---

\* Cet essai est très facilement réalisé en calant l'oscillateur sur la fréquence d'une émission commerciale. Au bout d'un certain temps on note le nouveau réglage du condensateur d'accord de l'E.C.O. qui rétablit la concordance des fréquences (battement nul sur un récepteur de contrôle). Il suffit alors de mesurer ou de calculer la variation de capacité correspondant aux réglages successifs.

indirect, peut aussi, au prix de légères complications, être réalisé avec des lampes à chauffage direct.

Le filament se trouve à un potentiel haute fréquence vis à vis de la masse, à laquelle est reliée la batterie de chauffage qu'il n'est pas commode d'isoler. Même s'il était possible de le faire, dans le cas de piles de chauffage par exemple, la masse de celles-ci serait trop importante pour éviter les dérivations et les pertes haute fréquence.

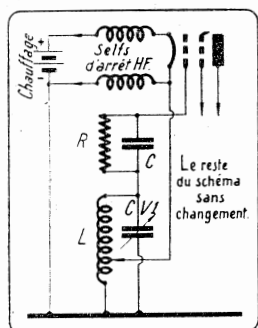


FIGURE 102. — Pour réaliser un montage E.C.O. ordinaire avec une lampe à chauffage direct, il est nécessaire de monter des sels d'arrêt haute fréquence en série avec le circuit de chauffage du filament. Le filament n'est plus au même potentiel H.F. nul que celui de la masse.

On préfère isoler le filament au point de vue haute fréquence du circuit de chauffage ou adopter un mode différent d'alimentation anodique.

Dans le premier cas, on monte des sels d'arrêt de haute fréquence en série dans chacun des fils du circuit de chauffage (fig. 102). Ces sels doivent être très efficaces et ne présenter cependant qu'une faible résistance ohmique au passage du courant continu de chauffage. Une telle solution n'est possible que sur ondes très courtes où les sels d'arrêt sont petites : quelques spires suffisent à produire un découplage efficace. Sur les

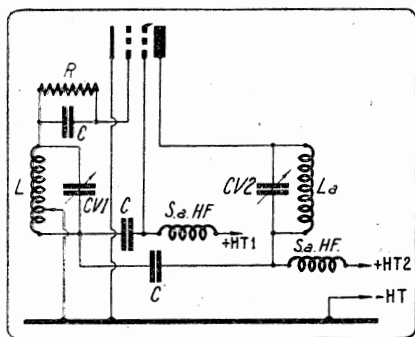


FIGURE 103. — Montage E.C.O. modifié pour que la cathode (ou le filament dans le cas d'une lampe à chauffage direct) soit reliée directement à la masse. Dans ce cas, l'écran n'est plus au même potentiel H.F. nul que celui de la masse.

gammas 20, 40 ou 80 mètres, elle conduirait à des réalisations prohibitives et d'autant moins intéressantes qu'avec les montages des figures 103 et 104, point n'est besoin d'utiliser des sels d'arrêt en série dans le circuit de chauffage.



Ces variantes de l'E.C.O. classique sont obtenues en réalisant l'alimentation anodique en série dans les circuits en des points différents de celui adopté pour le montage original. Les

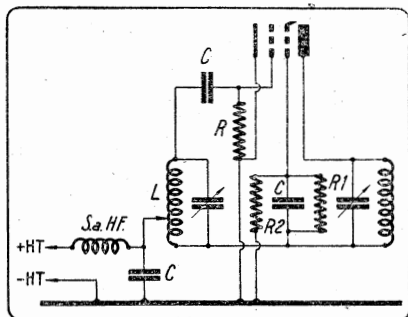


FIGURE 104. — Autre variante du montage E.C.O. réalisé de telle sorte que la cathode soit reliée directement à la masse et se trouve au même potentiel H.F. que celle-ci (zéro).

difficultés sont plus grandes pour mettre au point et faire fonctionner ces différents montages:

**51. Autres montages auto-oscillateurs.** — D'autres montages oscillateurs existent, dérivant en particulier des multivibrateurs. Ils ne sont guère utilisés dans l'émission sur ondes décamétriques, à cause des fréquences élevées des oscillations à obtenir.

Nous indiquerons toutefois, à titre de documentation, certains montages récents parus dans la presse anglo-saxonne.

Un OSCILLATEUR A COUPLAGE CATHODIQUE a été présenté par F. Butler dans le numéro de novembre 1944 de la revue anglaise *Wireless Engineer*. Il est simple à construire et à régler. Il peut fonctionner aussi bien en B.F.\* qu'en H.F. en choisissant les caractéristiques d'un seul circuit oscillant (figure 105).

Un OSCILLATEUR A HAUTE STABILITÉ a été décrit par J.-K. Clapp dans le numéro de mars 1948 de la revue américaine *Proceedings of I.R.E.* Le principe du montage découle d'une méthode de stabilisation indiquée par G.-F. Lampkin en 1939 : réaliser un couplage lâche entre la lampe oscillatrice et le circuit accordé à coefficient élevé de surtension.

Les essais de ce montage réalisés dans les laboratoires de l'A.R.R.L.\* ont conduit à la réalisation indiquée figure 106. Le montage Clapp comparé à un montage E.C.O. ordinaire présenterait une stabilité bien supérieure. Mais il semble indispensable que la self L possède un facteur élevé de surtension, ce qui conduit presque obligatoirement à utiliser un bobinage à noyau magnétique.

\* Un oscillateur B.F. de mesure est décrit dans le n° 8, vol. XXXI, août 1947, du QST, revue de l'A.R.R.L. Voir aussi le QST n° 9, vol. XXX, septembre 1946.

\* Voir le QST n° 5, vol. XXXII, mai 1948

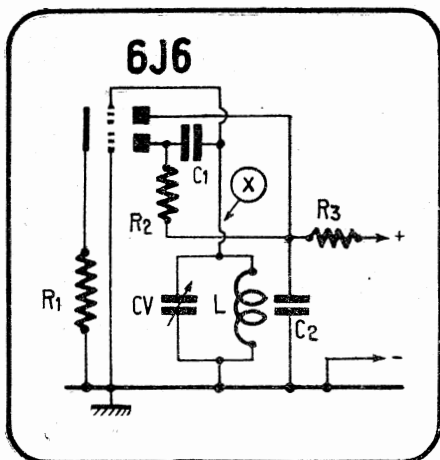


FIGURE 105. — Montage oscillateur à couplage cathodique utilisant une double triode 6J6 et pouvant fonctionner de 20 cycles à 80 mégacycles par le choix des caractéristiques du circuit oscillant L-CV.

Valeur des éléments

R1 : 1.000 à 3.000 ohms.

C2 : 0,1  $\mu$ F à 0,01  $\mu$ F selon fréquence.

R2 : 50.000 à 100.000 ohms.

L-CV : accordé sur la fréquence désirée.

R3 : 100 ohms.

C1 : selon la fréquence.

Nota. — On remarque que la commutation du circuit oscillant pour le changement de la fréquence de fonctionnement peut être très facilement réalisée du fait qu'il suffit de commuter le point X. L'autre extrémité du circuit est constamment reliée à la masse.

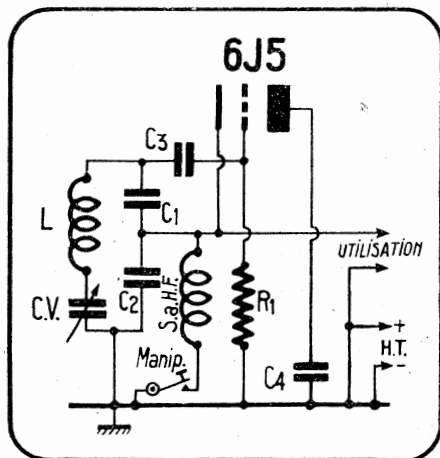


FIGURE 106. — Montage Clapp, oscillateur Colpitts, à accord série sur 80 mètres.

Valeur des éléments (selon le QST) :

C1 : 1.000  $\mu$ F (mica).

C2 : 1.000  $\mu$ F (mica).

C3 : 100  $\mu$ F (mica).

C4 : 10.000  $\mu$ F (mica).

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).

H.T. : 150 volts, 6 mA.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).

CV : 150  $\mu$ F (variable à air).

L : 27 spires de fil 10/10 nu, bobinées sans support. Diamètre : 44,5 millimètres. Longueur de l'enroulement : 38 mm. (Q = 300).

ATTENTION : LE + H.T. REPRÉSENTÉ PAR ERREUR RELIÉ AU CIRCUIT D'UTILISATION ABOUTIT EN RÉALITÉ AU POINT COMMUN PLAQUE 6J5-C4.

#### IV. — Réalisations d'auto-oscillateurs pilotes (V.F.O.)

L'adoption d'un auto-oscillateur pour le pilotage d'un émetteur procure la possibilité de changer facilement et très rapidement la fréquence d'émission. Le changement peut être continu, progressif dans une gamme étendue, être réalisé à volonté sans être astreint, comme avec un cristal, à une fréquence bien déterminée.

Une telle possibilité est excessivement avantageuse pour le trafic. En particulier, les communications entre amateurs s'effectuent de plus en plus de la façon suivante. Une station d'amateur lance un appel général. Elle écoute ensuite sur sa propre fréquence d'émission. Les correspondants qui désirent entrer en contact avec elle, doivent donc régler leur fréquence d'émission sur celle de la station appelante. Seul un V.F.O. permet ce genre de trafic qui ira de plus en plus en se généralisant car il évite les brouillages possibles : une seule fréquence est occupée dans la bande pour une liaison.

Ce procédé présente toutefois l'inconvénient des brouillages entre émissions appelant la même station, puisque toutes sont calées sur la même fréquence. Il est donc sage de prévoir la possibilité de déplacer très légèrement la fréquence d'émission afin d'échapper au brouillage d'autres stations. L'importance de ce point apparaît très vite en cours de trafic.

Une station lointaine lance un appel. Les amateurs de DX\*, à l'effût de la station rare, viennent aussitôt se placer sur la fréquence de l'appelant : l'émission la plus puissante qui dominera le brouillage aura seule la chance d'être entendue... à moins qu'une station s'étant légèrement décalée de l'accord exact, sorte, bien que plus faible, sans brouillage.

Nous indiquerons plus loin la façon de réaliser pratiquement ce léger décalage de fréquence ainsi que d'autres dispositifs facilitant le trafic.

Le choix d'un montage V.F.O. n'est pas embarrassant sur ondes courtes. Parmi ceux décrits, c'est le montage à couplage électronique qui permet d'obtenir de façon simple (même avec une seule lampe) une stabilité relativement très bonne, une puissance de sortie suffisante, sans difficultés de réglages. Mais il est nécessaire d'observer certaines précautions sur lesquelles nous avons déjà insisté et sans lesquelles le fonctionnement du montage n'est pas satisfaisant.

**52. Montage V.F.O. monolampe.** — Le montage monolampe que nous proposons (*figure 107*), n'a pas toutes les qualités d'un V.F.O. plus compliqué. Il a cependant été réalisé de façon à procurer le maximum de stabilité compatible avec un montage simple. Il évite les inconvénients que procurerait un auto-oscillateur quelconque construit sans attentions spéciales.

Il est monté avec lampe 6L6G de préférence à une lampe moins puissante de façon à pouvoir fournir au moins 2 watts

\* DX est l'abréviation des amateurs qui signifie: liaison à grande distance.

utiles de sortie. Cette puissance et le rendement peuvent paraître faibles avec une telle lampe normalement alimentée. Mais nous avons recherché au premier chef la stabilité et non la puissance en conservant à cet étage son rôle essentiel de pilote. La puissance est obtenue par les étages qui doivent lui faire suite.

La stabilisation de la tension anodique de l'oscillateur à couplage électronique est très recommandable. Utiliser pour l'alimentation un montage redresseur avec filtre à self d'entrée ou, de préférence, un montage avec stabilisateur au néon\*.

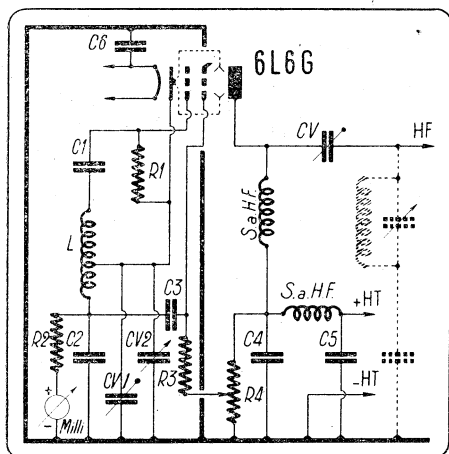


FIGURE 107. — Oscillateur E.C.O. pour pilotage d'un émetteur monté avec lampe 6L6G.

Valeur des éléments

R1 : 50.000 ohms (2 watts).

R2 : 500 ohms (2 watts).

R3 : 5.000 ohms (2 watts).

R4 : 50.000 ohms (10 watts).

C1 : 100  $\mu\text{F}$  (mica).

C2 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C5 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C6 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

CV1 : 100  $\mu\text{F}$  ajustable à air.

CV2 : 22  $\mu\text{F}$  variable.

CV : 50  $\mu\text{F}$  variable.

L1 : bobinage du pilote.

L2 : bobinage du circuit d'utilisation.

S2 H.F. : bobine d'arrêt haute fréquence (selfs mignonettes sur tube de stéatite) 2,5 mH.  
mA : milliampèremètre de 0 à 100 mA.

HT : 350 volts. Régler la tension écran à environ 250 volts.

Bobinage : Gamme 80 mètres 50 spires de fil nu 8/10 occupant une longueur de 9 cm. sur un mandrin de 40 mm. de diamètre. Prise de cathode à la 40<sup>e</sup> spire à partir de la grille (environ).

Toutefois, nous avons indiqué précédemment qu'un avantage du montage E.C.O. était de pouvoir être insensible aux variations de haute tension. Une diminution de tension d'alimentation sur la grille écran provoque une augmentation de la fréquence des oscillations émises, tandis que sur la plaque elle occasionne une diminution de fréquence. Lorsque les variations de tension sur chacune de ces électrodes sont dans un

\* Dans ce cas, stabiliser la H.T. à 300 volts par deux tubes VR-150 montés en série. Voir tome II, chapitre I, paragraphe IX.

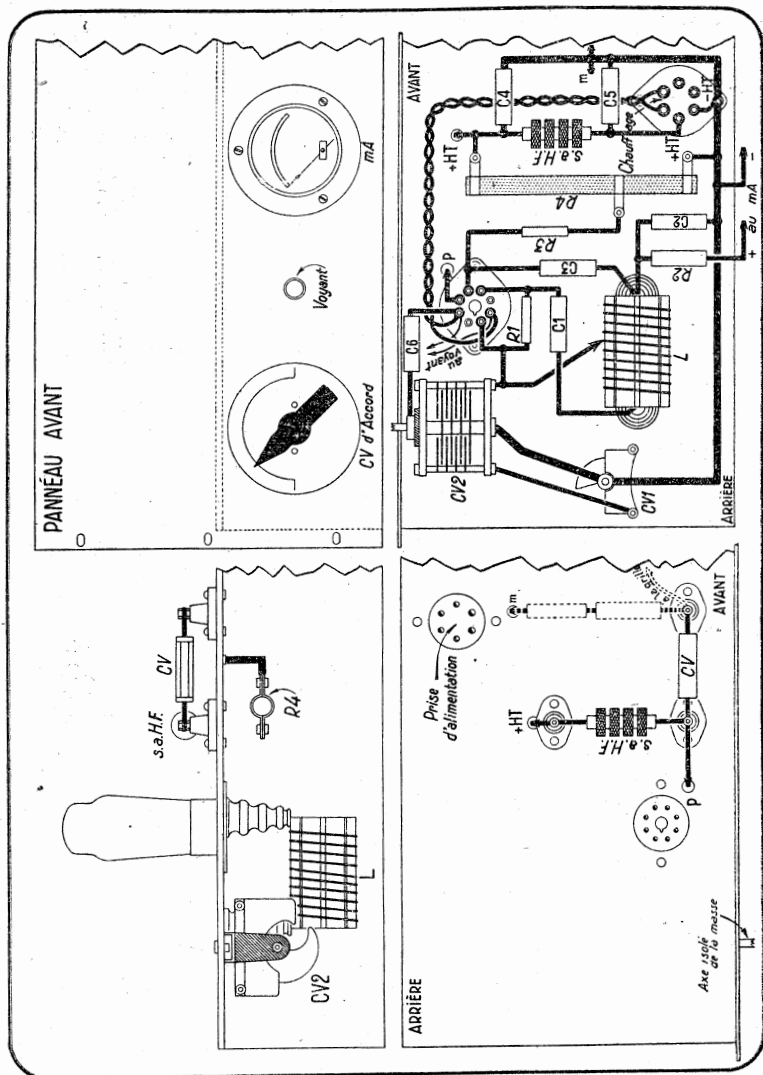


FIGURE 108. — Réalisation du montage E.C.O. de la figure 107.

rapport convenable, l'effet résultant d'une variation de haute tension se compense donc de lui-même.

Il convient à nouveau de remarquer que cette compensation se produit à la seule condition que le rapport des tensions sur la grille écran et sur la plaque soit correct. Autrement, elle n'existe pas : les variations de fréquence ne sont pas moindres qu'avec un auto-oscillateur quelconque.

L'alimentation de l'écran de la 6L6 est donc réalisé sur un

potentiomètre R4, au lieu d'être faite par l'intermédiaire d'une simple résistance en série. Au surplus, une résistance R3 est montée en série dans le circuit d'écran. La prise sur R4 est, au début de la mise au point, placée en son milieu. Une fois les réglages terminés, on recherche la position optimum pour laquelle une variation de H.T. ne provoque qu'un désaccord minime de l'oscillation fournie. La vérification est facilement faite par réception d'une harmonique dont l'accord doit demeurer constant lorsque l'on introduit en série dans la connexion + H.T. une résistance provoquant une chute de tension (se limiter à environ 10 %).

Afin de réduire l'influence de la charge anodique sur la stabilité des oscillations, l'oscillateur est suivi d'un étage tampon apériodique. Ce n'est pas une lampe auxiliaire, mais la partie amplificatrice de P.E.C.O., dont le circuit anodique est monté de façon apériodique. On utilise dans la plaque une self d'arrêt haute fréquence au lieu d'un circuit accordé.

Ce mode de couplage n'est pas très efficace sous le rapport du rendement et de la puissance de sortie, bien moins que le circuit résonnant classique. Il procure cependant avec une lampe 6L6 ou pentode similaire une puissance de sortie suffisante pour l'excitation grille de l'étage suivant monté, par exemple, avec lampe 6L6, 807, etc... Mais il empêche surtout les variations de fréquence provoquées par des modifications de charge anodique.

La liaison avec l'étage suivant (dont le circuit d'entrée est figuré en pointillé) s'effectue à travers le condensateur ajustable à air CV. Le circuit grille de la lampe attaqué peut être accordé ou de préférence simplement constitué par une résistance (50.000 ohms) reliant la grille à la source de polarisation, ce qui non seulement simplifie les réglages, mais surtout charge de façon plus constante la lampe pilote.

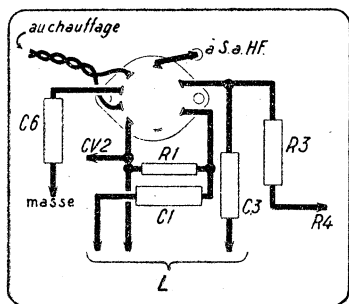


FIGURE 109. -- Câblage avec lampe à culot P35 (EL3, EL5, EL6, etc.).

Afin d'éviter les changements de température et de réduire leur action, la lampe est, dans le montage proposé, séparée du circuit accordé par le blindage du panneau (figure 107). Son échauffement ne risque pas de se propager aux éléments du montage. Des conducteurs suffisamment gros doivent être utilisés pour les connexions et pour l'enroulement de la bobine et sa liaison avec les condensateurs variables.

La figure 108 représente le plan de réalisation du pilote qui constitue la partie gauche d'un ensemble pouvant comprendre un ou plusieurs autres étages disposés vers la droite.

Un seul réglage est accessible de la face avant : celui de CV2, vernier du condensateur principal d'accord CV1. Ce dernier est monté à l'intérieur du châssis et réglable de façon distincte. Il sert à fixer la fréquence approximative des oscillations que l'on règle exactement à l'aide de CV2.

On remarque sur le schéma la disposition particulière des deux condensateurs, entre la prise de cathode et la masse, ce qui a permis de constater une meilleure stabilité de fréquence.

La polarisation est réalisée par résistance cathodique R2 et résistance grille R1.

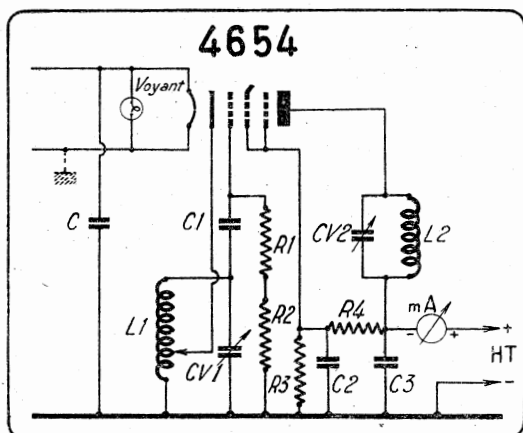


FIGURE 110. — Oscillateur E.C.O. avec lampe 4654.

Valeur des éléments

R1 : 25.000 ohms (2 watts).	C : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R2 : 25.000 ohms (2 watts).	C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R3 : 10.000 ohms (5 watts).	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R4 : 5.000 ohms (2 watts).	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
	H.T. : 350 volts.

Bobinage : L1 : Gamme 80 mètres, 45 spires de fil nu 8/10 occupant une longueur de 9 cm. sur un mandrin de 40 mm. de diamètre. Prise à la 38<sup>e</sup> spire (environ) à partir de la grille. CV1 : 200  $\mu\mu\text{F}$ .

L2 : Gamme 80 mètres, 38 spires jointives 10/10 émaillé sur mandrin de 40 mm. de diamètre. Gamme 40 mètres, 20 spires 10/10 émaillé pour occuper une longueur de 4 cm. sur mandrin de 40 mm. de diamètre. CV2 : 100  $\mu\mu\text{F}$ .

On peut, à la place d'une 6L6, utiliser une lampe pentode à chauffage indirect (EL3, EL5, etc...) qui fournit sensiblement la même puissance. La figure 109 indique la modification du câblage, tous les éléments du montage pouvant demeurer identiques.

Un montage similaire avec lampe 4654 est représenté figure 110. Il est réalisé avec circuit anodique accordé et peut fonctionner en doubleur de fréquence. Il peut être construit aussi simplement que le montage précédent (figure 111).

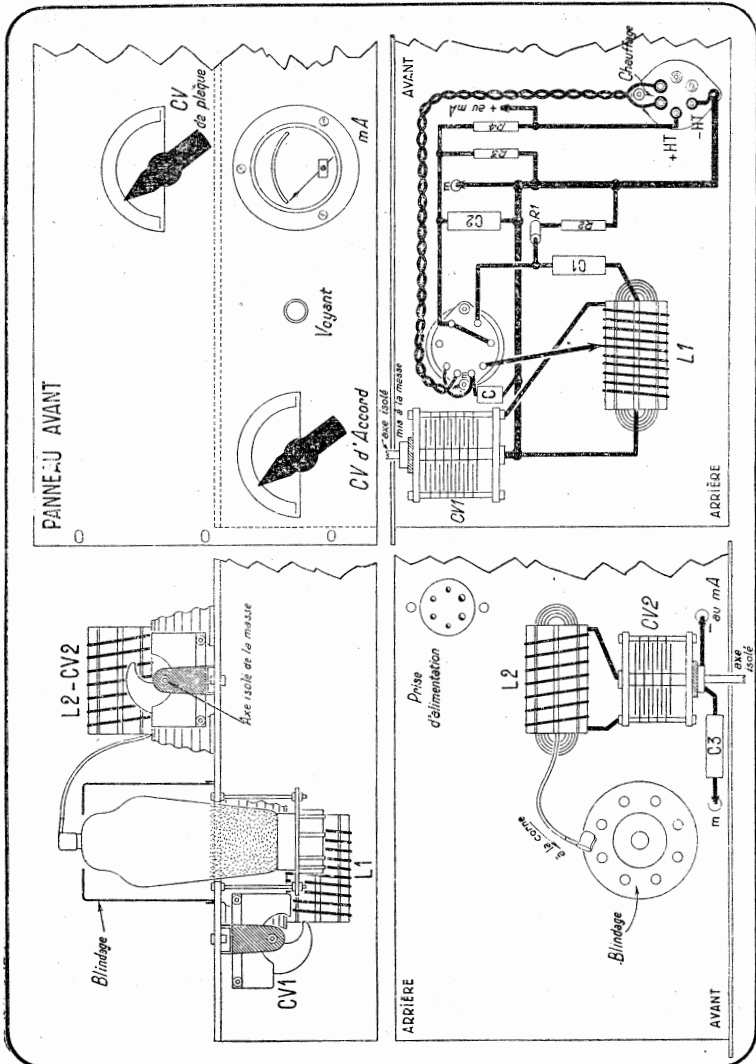


FIGURE 111. — Réalisation du montage E.C.O. de la figure 110.

**53. Montage V.F.O. à deux lampes.** — Le montage E.C.O. présente déjà l'intérêt de rendre distinct le circuit d'utilisation du circuit de l'oscillateur. Les variations de charge qu'il peut subir du fait des étages lui faisant suite se répercutent de façon moins importante sur la stabilité des oscillations.

Avec un oscillateur ordinaire, auquel est directement empruntée l'excitation de l'étage suivant, il faut, soit utiliser une lampe pilote capable d'une assez grande puissance soit une lampe



suivante de grande sensibilité, c'est-à-dire ne nécessitant qu'une faible excitation de grille.

L'oscillateur E.C.O. qui est équivalent à un montage bilampe élimine systématiquement le couplage direct avec le pilote.

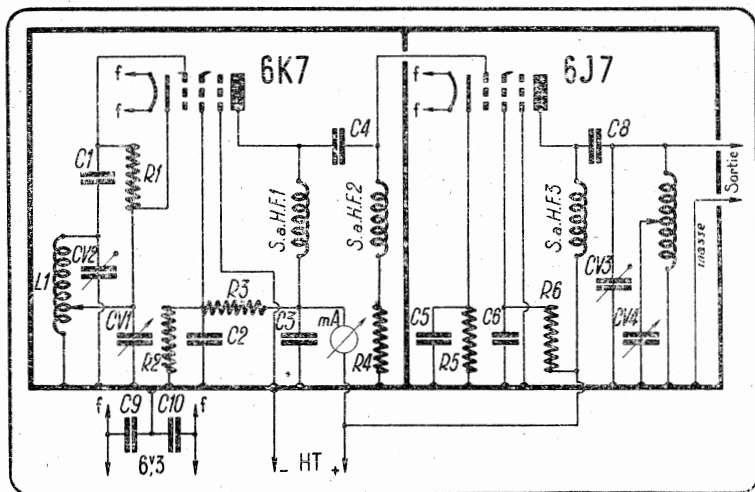


FIGURE 112. — Schéma d'un pilote E.C.O. avec étage séparateur.

Valeur des éléments :

- |  |   |
|--|---|
| R1 : 50.000 ohms (2 watts).              | C8 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica ou air, ajustable). |
| R2 : 20.000 ohms (2 watts).              | C9 : 4.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).                 |
| R3 : 10.000 ohms (2 watts).              | C10 : 4.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).                |
| R4 : 80.000 ohms (2 watts).              | CV1 : 250 $\mu\mu\text{F}$ variable.                |
| R5 : 1.500 ohms (1 watt).                | CV2 : ajustable à air : 150 $\mu\mu\text{F}$ .      |
| R6 : 50.000 ohms (2 watts).              | CV3 : ajustable à air : 150 $\mu\mu\text{F}$ .      |
| C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).        | CV4 : 50 $\mu\mu\text{F}$ variable.                 |
| C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     | S.a. H.F. 1 à 3 : self d'arrêt haute fréquence.     |
| C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     | H.T. : 250 à 300 volts maximum.                     |
| C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica ou air). | mA : 0 à 25 mA.                                     |
| C5 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     |   |
| C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     |   |
| C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     |   |

Des selfs 80 mètres identiques à celles du montage de la figure 110 peuvent être utilisées.

Mais, il peut cependant arriver qu'une stabilité accrue soit désirable avec un pilotage sans cristal. On peut l'obtenir en réalisant un pilote bilampe comprenant un auto-oscillateur E.C.O. déjà très stable, séparé du circuit d'utilisation proprement dit (attaque d'un étage intermédiaire ou doubleur) par une *lampe séparatrice*. La stabilité qui peut alors atteindre celle d'un quartz est acquise au prix d'un montage plus compliqué dont la puissance de sortie demeure assez faible.

De simples lampes de réception se prêtent bien à une telle réalisation. Une pentode 6K7 convient en lampe E.C.O. Elle attaque une lampe séparatrice 6J7 dont le circuit plaque est accordé (figure 112).

Le montage, déjà indiqué dans la première édition de cet ouvrage, réalisé soigneusement, avec blindages efficaces entre circuits (*figure 113*) permet une stabilité comparable à celle fournie par un pilotage par quartz. Il comporte une commande unique des condensateurs verniers CV1 et CV4 montés respectivement en parallèle sur les condensateurs ajustables CV2 et CV3 réglés à la mise au point pour l'accord des circuits des deux lampes.

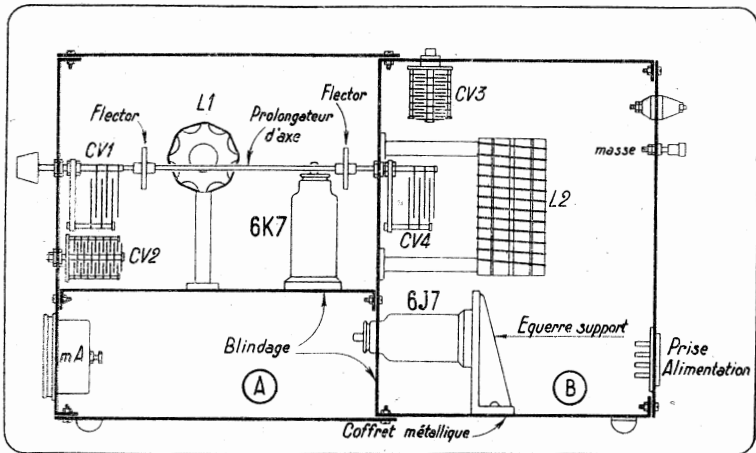


FIGURE 113. — Montage pratique du schéma de la figure 112.

Un montage différent (*figure 114*) présente certains **avantages** sur le précédent : stabilité comparable à celle d'un oscillateur à quartz, utilisation et calage très pratiques.

L'oscillateur E.C.O. réglé sur 160 ou 80 mètres est monté avec une lampe 6SK7, plus facile à câbler qu'une 6K7, puisque toutes ses connexions sortent au culot. La prise de grille peut donc être rigide.

Le circuit oscillant possède une grande capacité. CV1 est le condensateur normal d'accord. C1, le trimmer permettant le calage de la gamme sur le condensateur variable et C2 le trimmer d'appoint constitué éventuellement par des capacités fixes à coefficient de température nul ou négatif.

L'alimentation de l'écran est réalisée sur un potentiomètre avec cellule de découplage R2-C4 en série. Les tensions normales de fonctionnement sont indiquées sur le schéma.

Le circuit anodique d'utilisation est constitué par une self d'arrêt haute fréquence et fonctionne de façon aperiodique.

La lampe faisant suite à l'E.C.O. est une tétrode à faisceaux électroniques 6V6 dont la sensibilité est élevée.

Elle peut fonctionner de trois façons différentes :

- en séparatrice normale
- en doubleuse de fréquence
- en oscillatrice quartz.

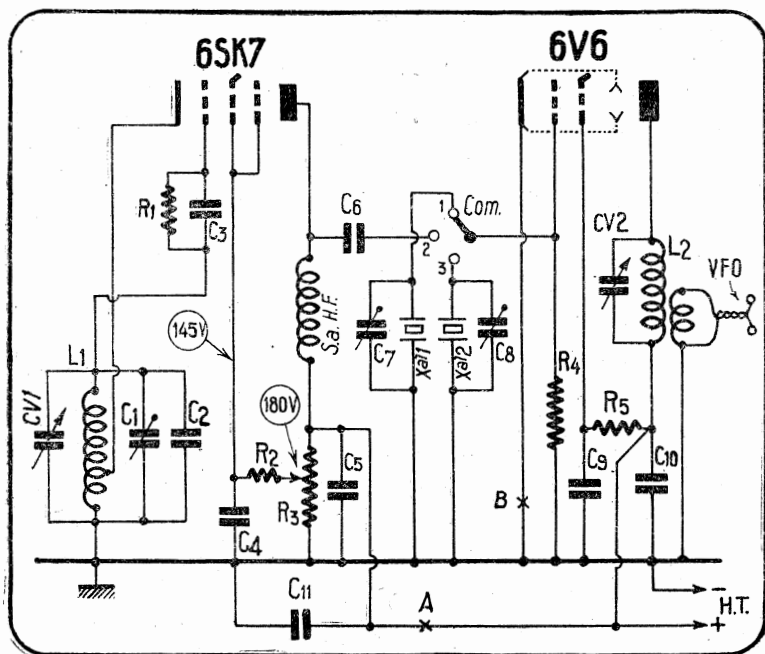


FIGURE 114. — Montage V.F.O. à deux lampes. L'oscillateur pilote peut être soit l'E.C.O. (1,75 Mc/s) monté avec la pentode 6SK7, soit un montage ordinaire à quartz (3,5 Mc/s) réalisé avec la 6V6.

Valeur des éléments :

- |  |   |
|--|---|
| C1 : 100 $\mu\text{F}$ (trimmer à mica).             | R2 : 15.000 ohms (1 watt).  |
| C2 : $2 \times 400 \mu\text{F}$ (mica) en parallèle. | R3 : 25.000 ohms (carbone à curseur).   |
| C3 : 100 $\mu\text{F}$ (mica).                       | R4 : 100.000 ohms (0,5 watt).   |
| C4 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).                    | R5 : 20.000 ohms (2 watts).   |
| C5 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).                    | L1 : (accord sur 160 mètres) 20 spires fil 4/10 émaillé bobinées sur un mandrin de stéatite de 25 mm. de diamètre pour occuper une longueur de 19 mm.                             |
| C6 : 100 $\mu\text{F}$ (mica).                       | Prise de cathode à la 5 <sup>e</sup> spire à partir de la masse.  |
| C7 : 25 $\mu\text{F}$ (trimmer à mica).              | L2 : (accord sur 80 mètres) 45 spires jointives de fil 4/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 25 mm. de diamètre. Self de couplage, 2 spires du côté de l'extrémité masse de L1. |
| C8 : 25 $\mu\text{F}$ (trimmer à mica).              | (Accord sur 40 mètres) 25 sp.   |
| C9 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).                    |   |
| C11 : 0,1 $\mu\text{F}$ (papier).                    |   |
| CV1 : 100 $\mu\text{F}$ (variable à air).            |   |
| CV2 : 50 $\mu\text{F}$ (variable à air).             |   |
| Xal 1 : quartz 3.500 Kc/s.                           |   |
| Xal 2 : quartz 3.600 Kc/s.                           |   |
| H.T. : 200 à 210 volts maximum.                      |   |
| S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mill).  |   |
| R1 : 1 mégohm (0,5 watt).                            |   |

Nota. — Il est avantageux d'utiliser une alimentation haute tension régulée par deux tubes VR-105.

Pour réaliser l'une ou l'autre des deux premières fonctions (position 2 de Com.) il suffit de choisir la self L2 pour la fréquence simple ou la fréquence double de l'oscillateur E.C.O.

Pour obtenir le fonctionnement en cristal, le commutateur est placé sur la position 1 ou 3. Chaque cristal Xal 1 et Xal 2 est choisi sur une extrémité de la gamme couverte par l'auto-oscillateur. Le calage exact de la fréquence est réalisé par C7 et C8.

On peut ainsi par la simple manœuvre de Com. « encadrer » la gamme couverte et obtenir, à l'écoute, des repères fixes des limites à ne pas dépasser avec CV1.

Un exemple de montage de ce V.F.O. bilampe est donné figure 115.

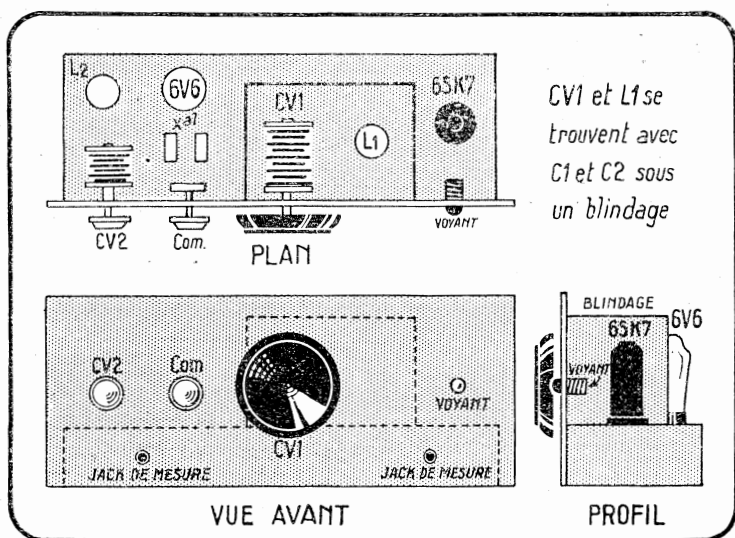


FIGURE 115. — Exemple de montage du V.F.O. bilampe dont le schéma est donné figure 114.

Les jacks de mesure disposés sur le panneau avant correspondent à ceux qu'il est possible d'insérer aux points A et B du schéma pour mesurer le courant anodique de chaque lampe (jack avec contact de rétablissement du circuit lorsque la fiche n'est pas engagée).

La commande de CV2 n'est pas indispensable sur le panneau avant. Le réglage peut en effet demeurer fixe dans toute la gamme couverte (3.500 à 3.625 Kc/s).

La sortie du V.F.O. est faite à basse impédance sur une self de couplage qui peut être reliée par ligne bifilaire torsadée à la self d'entrée de l'émetteur.

Si une sortie à haute impédance était désirée, dans le cas par exemple où le V.F.O. se trouverait à proximité immédiate de l'émetteur, il suffirait de supprimer la self de couplage et de relier la plaque du tube 6V6 par un condensateur au mica de 100  $\mu\text{F}$  à la grille de la lampe à exciter.

54. **Montage V.F.O. à trois lampes.** — Un montage plus perfectionné de V.F.O. est représenté *figure 116*. Il est excessivement stable, donne une pureté d'émission comparable à celle d'un quartz, ne dérive pratiquement pas dans le temps, ou sous l'effet des variations d'alimentation (en cours de manipulation, par exemple). Il comporte enfin les dispositifs pratiques qui rendent le trafic très agréable et très commode.

L'oscillateur E.C.O. est monté avec tube 6SJ7 et selon le schéma à grande stabilité que nous avons examiné en détail en étudiant l'E.C.O. La tension d'écran est stabilisée indépendamment de la haute tension générale par un tube à néon VR. 150.

La liaison à la lampe séparatrice, de grande pente 6AC7 est aperiodique. Cette lampe est elle-même montée de façon aperiodique, de façon à réduire encore toute réaction de l'émetteur sur le pilote.

Le dernier étage du V.F.O. peut, comme dans le montage bilampe et pour les mêmes raisons pratiques, fonctionner en séparateur ou en oscillateur quartz. Le montage du quartz est toutefois différent de celui de la *figure 114*. Il est réalisé selon le schéma de la *figure 174* (oscillateur Pierce entre grille et écran d'une pentode). Ainsi monté l'oscillateur quartz peut se comporter comme un multiplicateur de fréquence.

Le passage de l'un à l'autre mode de fonctionnement, V.F.O.-Xal, est réalisé à l'aide d'un commutateur tripolaire à trois positions. Pour la commodité de manœuvre nous avons effectué cette commutation à l'aide d'une clé téléphonique à 3 positions. Il suffit alors de lever la clé ou de l'abaisser pour passer très rapidement de quartz sur E.C.O.

A remarquer qu'au moment où la lampe 6V6 fonctionne en quartz, la haute tension est coupée sur l'étage séparateur 6AC7. Le détail de la commutation par clé est représenté *figure 117*.

Une autre clé téléphonique a été utilisée dans le montage pour obtenir le léger décalage de fréquence de part et d'autre de la fréquence réglée par CV. Le détail de la commutation est également donné par la *figure 118*.

Outre ces deux commandes, le montage comporte :

— L'interrupteur Int.1 de mise en marche générale, par branchement du secteur alternatif.

— L'interrupteur Int.2 qui permet d'appliquer le chauffage des filaments de toutes les lampes sans brancher la haute tension.

Des voyants correspondants signalent en s'éclairant que les interrupteurs sont fermés.

— L'interrupteur Int.3 par la manœuvre duquel on met hors fonctionnement l'oscillateur de battement du récepteur, tout en alimentant le V.F.O. sous tension réduite (R12 mis en série dans la haute tension des deux lampes séparatrices).

Cette opération a pour but un repérage facile de la fréquence émise sur le récepteur de trafic.

Supposons, en effet, qu'une émission télégraphique (A1) soit entendue et que l'on désire caler le V.F.O. sur celle-ci. En coupant le B.F.O. (oscillateur de battement) du récepteur, l'émission disparaît puisqu'elle n'est plus hétérodynée en moyenne fréquence. Le V.F.O. fonctionnant joue le rôle d'oscillateur de battement. La hauteur du son qu'il produit sur l'émission reçue

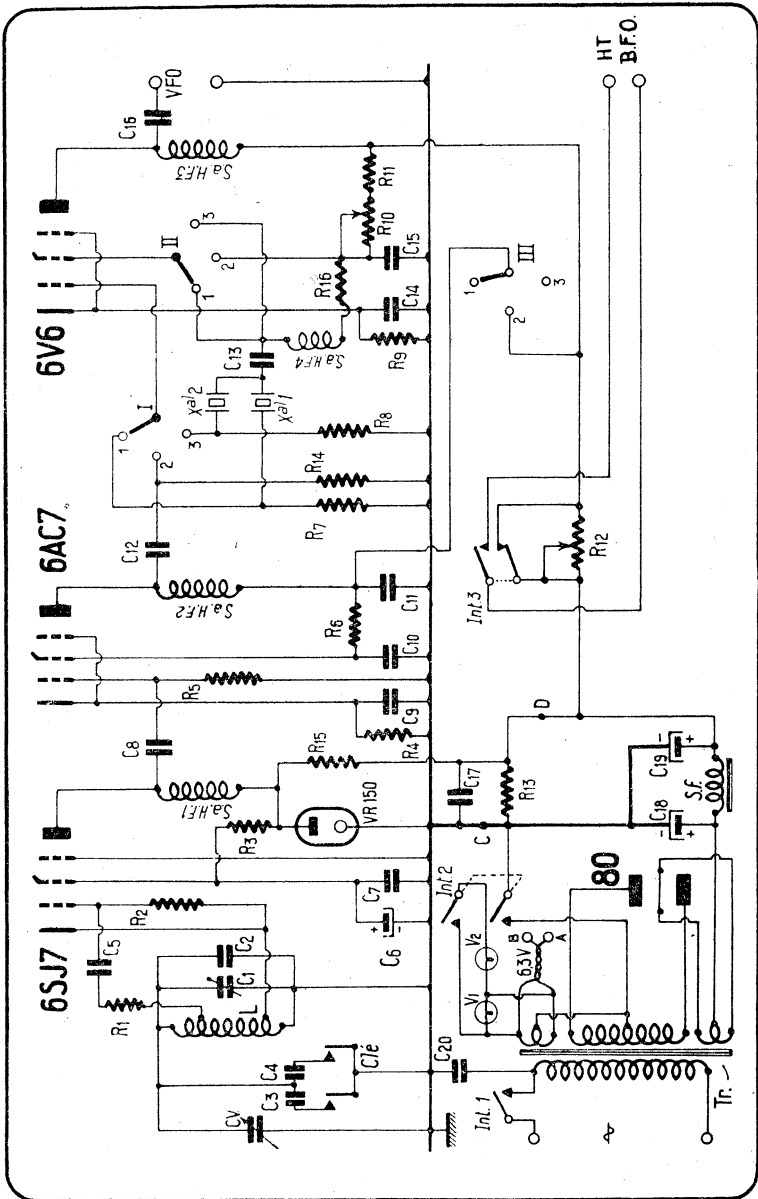


FIGURE 116. — Schéma d'un V.F.O. comportant les dispositifs permettant un contrôle du calage par comparaison avec quartz étalonnés, le léger décalage de la fréquence pilote et l'écoute directe sur le récepteur par suppression du B.F.O. (oscillateur de ballement M.F. du récepteur de trafic).

indique l'écart de fréquence entre l'émission et le réglage du V.F.O. Au battement nul, les deux fréquences sont égales.

Le procédé est très simple pour caler le V.F.O.

L'alimentation du montage, représentée sur le schéma, peut être construite soit sur le châssis de l'appareil (figure 119) soit à part (figure 120). Dans ce dernier cas, il suffit d'un cordon à 4 fils, A, B, C et D marqués sur le schéma, pour relier l'alimentation au V.F.O.

La sortie du V.F.O. est réalisée à haute impédance. Il est possible cependant de la relier à l'émetteur par un fil torsadé de très courte longueur (inférieure à 50 cm.) sans perdre trop dans cette transmission. On notera du reste qu'un réglage a été prévu par R10 dans le circuit écran de la lampe 6V6. Il permet par variation de la résistance de régler la puissance de sortie du V.F.O. On la réduit en augmentant la valeur de la partie utilisée de R10 en série avec R11.

MISE AU POINT D'UN V.F.O. -- Le V.F.O. étant construit, une partie du travail reste encore à faire : la mise au point et l'essai du montage.

La mise au point doit être faite par l'écoute en local. Celle

Valeur des éléments de la figure 116 :

C 1 : 75 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>adjustable mica</i> ).	I, II, III : Commutateur à 3 ga-
C 2 : 250 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>céramique</i> ).	lottes ou clé (voir figure 117).
C 3 : 5 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ) ou fils tor-	R 1 : 300 ohms (0,5 watt).
sadés.	R 2 : 150.000 ohms (1 watt).
C 4 : 5 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ) ou fils tor-	R 3 : 100 ohms (1 watt).
sadés.	R 4 : 1.500 ohms (1 watt).
C 5 : 100 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R 5 : 50.000 ohms (1 watt).
C 6 : 8 $\mu\text{F}$ ( <i>électrochimique</i> , 450	R 6 : 100.000 ohms (1 watt).
vols).	R 7 : 100.000 ohms (1 watt).
C 7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R 8 : 25.000 ohms (1 watt).
C 8 : 100 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R 9 : 300 ohms (1 watt).
C 9 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R10 : 50.000 ohms à collier.
C10 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R11 : 10.000 ohms (2 watts).
C11 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R12 : 25.000 ohms à collier.
C12 : 100 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R13 : 50.000 ohms (10 watts).
C13 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R14 : 100.000 ohms (1 watt).
C14 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R15 : 10.000 ohms (10 watts).
C15 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	R16 : 10.000 ohms (1 watt).
C16 : 100 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>mica</i> ).	L : 20 spires fil 8/10 sous 2 cou-
C17 : 0,1 $\mu\text{F}$ ( <i>papier</i> ).	ches soie bobinées sur un man-
C18 : 8 $\mu\text{F}$ ( <i>électrochimique</i> , 450	drin en stéatite de 25 mm. de
vols).	diamètre pour occuper une
C19 : 16 $\mu\text{F}$ ( <i>électrochimique</i> , 450	longueur de 30 mm.
vols).	Prise cathode à la 4 <sup>e</sup> spire
C20 : 0,1 $\mu\text{F}$ ( <i>papier</i> ).	à partir de la masse.
CV : 100 $\mu\mu\text{F}$ ( <i>variable à air</i> ).	Prise pour grille à la 4 <sup>e</sup> spire
Tr. : Transformateur d'alimenta-	à partir de l'extrémité d'accord.
tion. Primaire 110-130 volts.	Int. 1 : Interrupteur unipolaire.
Secondaires : 6,3 V, 1,5 A -	Int. 2 : Interrupteur bipolaire.
2x350 volts 75 mA, 5 volts	Int. 3 : Interrupteur bipolaire.
2 ampères.	Clé : Commutateur ou clé (voir
SF : Self de filtrage 15 henrys.	figure 118).

qui consiste à demander des contrôles « sur l'air » conduit plus difficilement à de bons résultats : elle provoque des brouillages et ne peut être appréciée comme on peut le faire soi-même.

La comparaison immédiate de l'émetteur fonctionnant en E.C.O. et en quartz peut être faite en manœuvrant simplement un contacteur avec les deux derniers montages décrits. La faire en écoutant l'émission sur harmonique de rang le plus élevé possible.

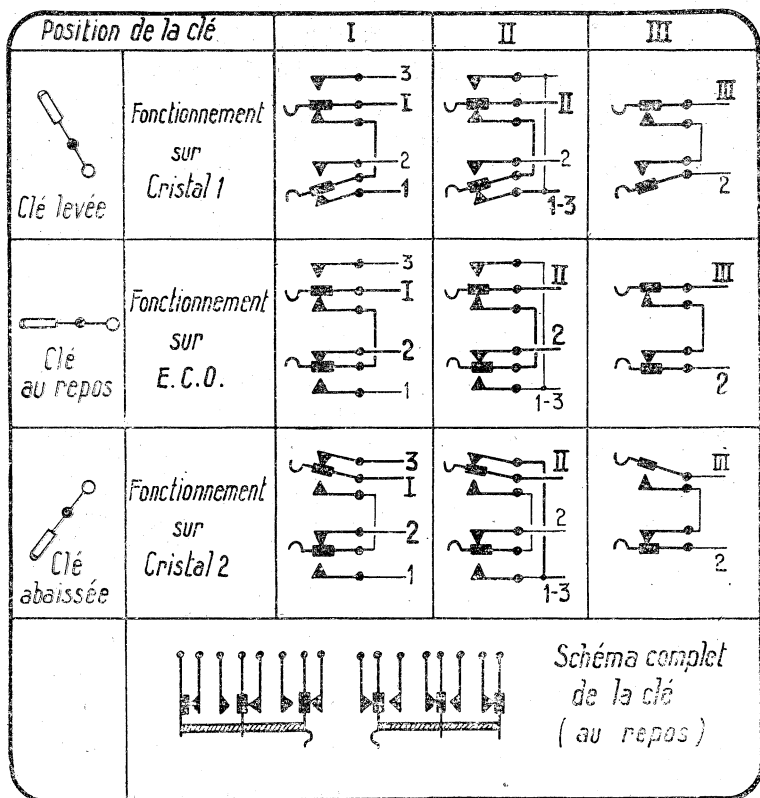


FIGURE 117. — Schéma de la commutation réalisée par la clé de contrôle : V.F.O. - Cristal 1 - Cristal 2.

Cette clé peut être remplacée par un commutateur à 3 galettes branché comme le représente le schéma de principe de la figure 116.

Une « note » d'émission qui n'est pas pure\* en V.F.O. indique soit un filtrage insuffisant (rarement) soit une réaction entre étages. Essayer alors l'E.C.O. seul, puis associé à sa séparatrice, etc... On décèlera l'étage à incriminer et l'on trouvera selon les cas : un découplage défectueux d'écran, un défaut de neutrodynage ou des oscillations parasites. Voir les remèdes indiqués au Chapitre VI.

\* Dans le code R, utilisé par les amateurs, on dit qu'une note pure est T9.



Dans certains cas, un léger ronflement subsistant sur l'émission peut être éliminé en découplant les filaments au culot de chacune des lampes du V.F.O. (10.000  $\mu\text{F}$  mica).


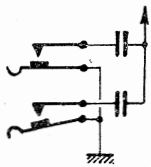
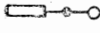
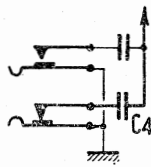

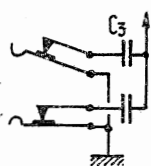
Position de la clé		Schéma	Opérations
 Clé levée	Fonctionnement sur fréquence Supérieure		C3 et C4 débranchés
 Clé au repos	Fonctionnement sur fréquence normale		C4 seul branché
 Clé abaissée	Fonctionnement sur fréquence inférieure		C3 et C4 branchés

FIGURE 118. — Schéma de la commutation réalisée par la clé de déplacement de la fréquence du V.F.O.

Cette clé peut être remplacée par un commutateur effectuant les mêmes opérations (1 galette, 3 positions, 2 circuits, minimum).

Le second essai consiste à vérifier l'influence sur la fréquence pilote des variations des tensions d'alimentation. Insérer pour ce faire une résistance de 2.000 ohms en série avec l'alimentation H.F. du V.F.O. Brancher et court-circuiter cette résistance en écoutant l'émission. La hauteur du son reçu ne doit pas varier de plus de 300 à 400 cycles si l'E.C.O. est bien réglé. En cas de variation plus grande, agir sur la prise de cathode puis sur la tension d'écran, comme il a été indiqué précédemment.

Vérifier toutefois que même sous tension réduite, les tubes à néon régulateurs de tension fonctionnent correctement, c'est-à-dire continuent à être amorcés. Sinon réduire la résistance de 2.000 ohms insérée pour l'essai.

Enfin le dernier essai consiste à choisir les condensateurs fixes d'accord à coefficient de température, comme il a été également indiqué précédemment.

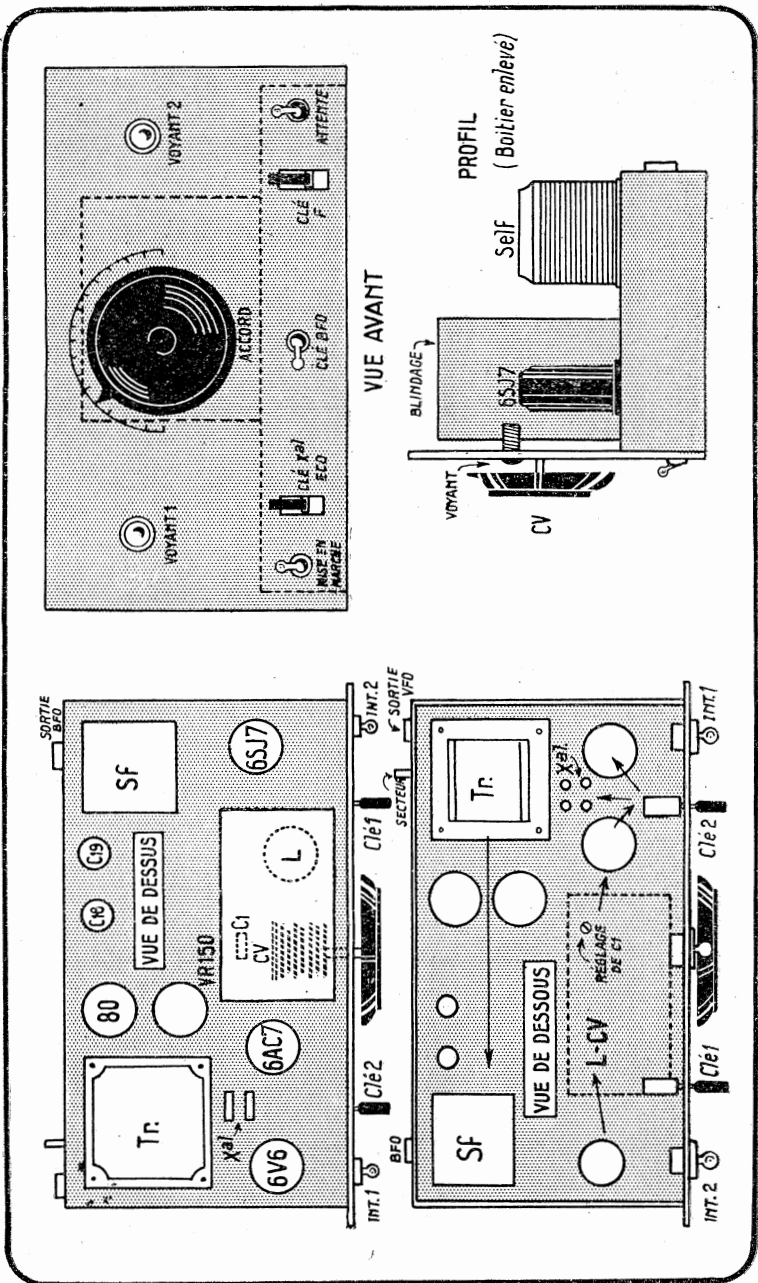


FIGURE 119. — Exemple de montage d'un V.F.O. (schéma de la figure 116).

Sur la vue de dessous, les flèches représentent le sens dans lequel est effectué le câblage.

L'intérêt principal des montages auto-oscillateurs pour le pilotage des émetteurs de petite puissance sur ondes courtes est qu'il permettent la variation progressive de la fréquence d'émission dans des limites impossibles à obtenir avec un pilotage par quartz. Mais une stabilité de fréquence comparable à celle d'un cristal ne peut être obtenue qu'en observant de

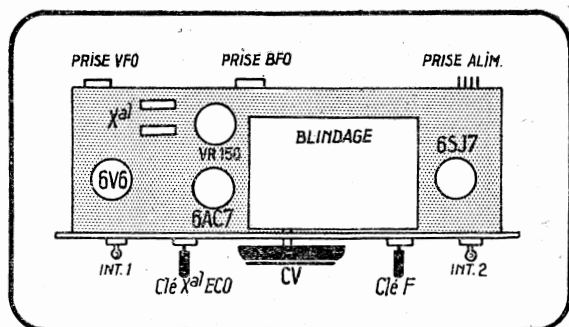


FIGURE 120. — Dans le cas où le redresseur d'alimentation n'est pas construit sur le même châssis, le V.F.O. de la figure peut être réalisé comme ci-dessus.

Les prises d'alimentation (4 fils) sont repérées A, B, C, D sur le schéma.

L'aspect avant du V.F.O. demeure le même que celui de la figure 119.

grandes précautions de montage et d'utilisation. La mise au point est toujours délicate pour arriver à des résultats parfaits.

C'est l'inconvénient des montages V.F.O. Mais ils procurent lorsqu'ils sont convenablement mis au point la souplesse de fonctionnement indispensable, en particulier, dans le trafic actuel entre amateurs sur ondes courtes.

## CHAPITRE IV

### LES MONTAGES OSCILLATEURS A QUARTZ

Un auto-oscillateur tel que l'un de ceux décrits dans le chapitre précédent, ne peut constituer à lui seul un montage émetteur. Quelles que soient les précautions prises pour assurer la stabilité des oscillations qu'il entretient dans le circuit d'utilisation, la fréquence d'émission n'est pas suffisamment constante en cours de fonctionnement pour qu'elle soit conforme aux exigences de la technique actuelle.

On conçoit aisément les conséquences que peut avoir un manque de stabilité de fréquence à l'émission. Les gammes allouées à chaque service sont excessivement réduites. Les risques de brouillage entre stations sont d'autant moins grands que chaque poste fonctionne sur une fréquence bien déterminée, sans se déplacer de celle-ci même par un glissement continu et progressif. La réception d'une émission est plus facile si la fréquence demeure constante tout au long du trafic sans aucune variation qui oblige à de nouveaux réglages de l'accord du récepteur.

Une onde stable possède aussi l'avantage d'avoir une tonalité caractéristique, très agréable en télégraphie, car se détachant du bruit de fond et des brouillages. Elle est indispensable en téléphonie pour obtenir une modulation pure et fidèle qui ne brouille pas une plage exagérée de fréquences de part et d'autre de l'accord de l'onde porteuse.

La stabilité de fréquence à l'émission peut être obtenue en réalisant un *montage piloté*.

Le principe de celui-ci consiste à établir un oscillateur très stable, dit *étage pilote* et à l'utiliser pour commander, déterminer la fréquence des oscillations de l'émetteur. La fréquence de l'onde émise dépend ainsi uniquement de celle du pilote qui peut, par des précautions spéciales être rendue très stable.

L'étage pilote est constitué soit par un auto-oscillateur, un des V.F.O. précédemment décrits, soit par un oscillateur à quartz.

Le premier ne peut être stable qu'avec les précautions examinées au chapitre précédent.

Le second, utilisant un cristal de quartz relativement fragile produit des oscillations dont la fréquence est entièrement déterminée par les dimensions physiques du cristal. Toutefois, il ne peut fournir qu'une puissance haute fréquence de sortie assez faible, de l'ordre de quelques watts.

On est donc obligé dans les deux cas d'amplifier les oscillations délivrées par le pilote avant de les appliquer à l'antenne.

Un montage piloté se compose, en définitive, d'un étage pilote (maître-oscillateur ou oscillateur à quartz) et d'étages amplificateurs. Au surplus, des étages doubleurs de fréquence peuvent être nécessaires, comme nous le verrons plus loin, lorsque le pilotage ne peut s'effectuer commodément sur la fréquence choisie pour l'émission.

Les montages pilotés sont plus compliqués que de simples auto-oscillateurs. Mais, outre l'avantage primordial de stabilité de fréquence, ils possèdent vis à vis de ceux-ci un rendement plus élevé. Chacune des lampes d'un émetteur piloté peut être réglée pour le fonctionnement propre qu'elle assure. Il n'est plus nécessaire de rechercher un compromis entre stabilité et puissance comme il convient de le faire avec un auto-oscillateur.

L'installation d'un émetteur piloté est plus onéreuse que celle d'un montage non piloté de même puissance et sa consommation plus grande, car plus de lampes sont mises en jeu pour obtenir la même puissance de sortie.

Les montages des auto-oscillateurs pilotes ont été décrits au chapitre précédent. Nous examinerons les oscillateurs à quartz, après avoir exposé brièvement les propriétés essentielles des cristaux et les différentes coupes utilisées en pratique.

## I. — Le cristal de quartz

Le quartz (silice,  $\text{SiO}_2$ ) cristallise sous la forme d'un prisme hexagonal régulier terminé à l'une ou à ses deux extrémités par des pyramides hexagonales (*fig. 121*). Les cristaux de quartz ont l'aspect du verre et sont généralement transparents. Ils peuvent être colorés s'ils contiennent des oxydes métalliques, mais sont alors inutilisables pour la piézoélectricité. La majorité des cristaux de quartz proviennent du Brésil, de Madagascar ou du Japon.

Rappelons simplement les propriétés mécaniques et optiques du quartz et, en particulier, la biréfringence propre aux corps anisotropes, la polarisation rotatoire, les troncatures, etc... propriétés sur lesquelles nous ne pouvons insister, car ne touchant pas directement l'utilisation radioélectrique.

La forme cristalline du quartz permet de considérer différents axes de symétrie :

— axe optique, désigné par ZZ sur la figure 121 ;

— axes mécaniques, perpendiculaires au précédent et aux faces opposées de la section hexagonale du prisme. On les appelle aussi axes YY ;

— axes électriques, perpendiculaires à l'axe optique et aux axes mécaniques que l'on désigne par axes XX.

En chaque point du cristal, on peut considérer les axes précédents, car ceux-ci correspondent à une direction et non à une droite fixe.

**55. Propriétés d'un cristal de quartz.** — Lorsque l'on chauffe ou que l'on refroidit un cristal de quartz, des charges électriques apparaissent en certaines régions. Ce phénomène constitue la propriété pyroélectrique.

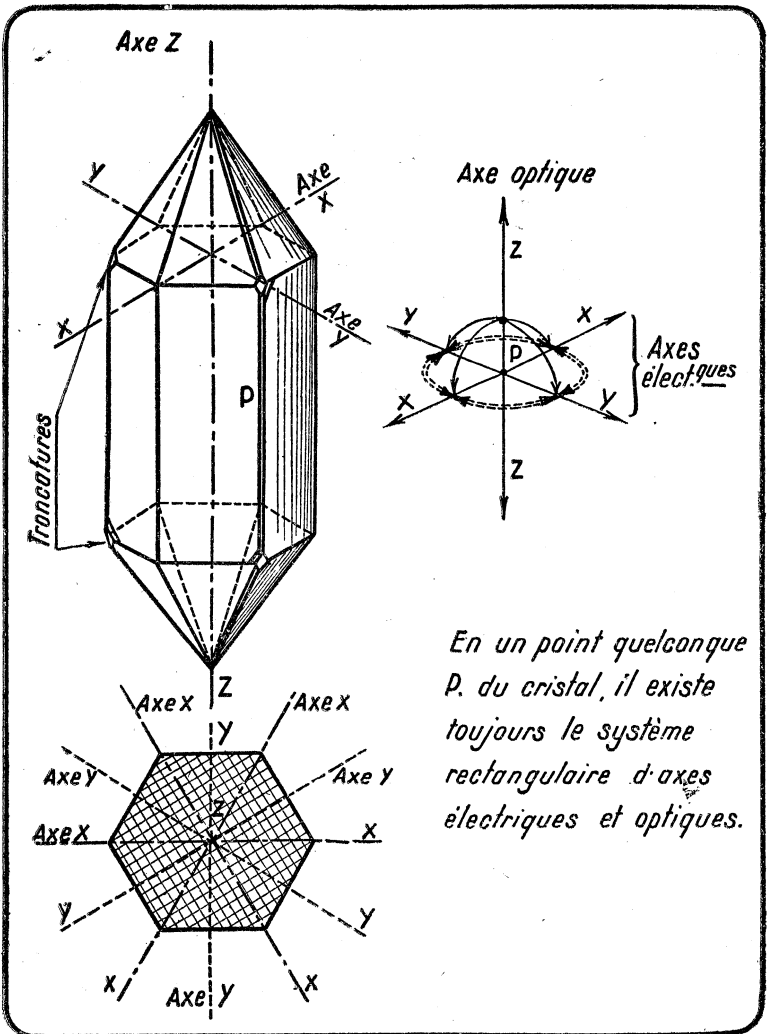


FIGURE 121. — En haut, cristal de quartz avec ses différents axes. En dessous, coupe d'un cristal.

Les propriétés piézoélectriques, qui sont à la base de l'emploi des cristaux en radioélectricité sont différentes : elles ont été étudiées par les frères Pierre et Jacques Curie en 1880.

Lorsque l'on soumet un cristal de quartz à une compression suivant la direction de l'axe électrique, des charges électriques égales et de signes contraires apparaissent sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique.

De même, en soumettant à une compression les faces paral-

lèles à l'axe optique et à l'axe électrique, c'est-à-dire suivant la direction de l'axe mécanique, des charges électriques apparaissent encore sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique.

Par contre, il ne se produit aucun phénomène piézoélectrique lorsque l'on soumet le cristal à une compression suivant la direction de l'axe optique.

Les phénomènes sont réversibles. Le cristal se déforme mécaniquement si on le soumet à un champ électrique. Lippman a démontré en 1881 que : lorsque l'on applique une différence de potentiel à des armatures métalliques ou électrodes recouvrant les faces perpendiculaires à l'axe électrique, le cristal subit un allongement ou un raccourcissement dans la direction de l'axe électrique suivant le sens d'application de la charge des armatures. Un raccourcissement ou un allongement simultané se produit dans la direction perpendiculaire à l'axe électrique (axe mécanique). Aucune variation n'intervient dans la direction de l'axe optique : le volume du cristal demeure constant \*. L'importance des déformations est très faible, imperceptible pour nos sens.

**VIBRATIONS D'UN QUARTZ.** — En soumettant alternativement les électrodes recouvrant les faces du cristal à des charges électriques alternatives, le quartz vibre mécaniquement. La lame possède une fréquence de résonance mécanique qui dépend, comme nous le verrons, de sa coupe et de son épaisseur.

On peut produire, suivant la position des électrodes par rapport aux différents axes du cristal, différentes sortes de vibrations mécaniques :

- vibrations longitudinales ou transversales ;
- vibrations inclinées ou de glissement ;
- vibrations de torsion.

Chacune de ces vibrations possède sa fréquence propre et ses harmoniques que l'on peut déterminer *a priori* d'après les dimensions physiques de l'échantillon du cristal considéré.

Des vibrations parasites (ondes stationnaires, etc...) peuvent également exister qui sont d'autant plus gênantes qu'elles sont voisines de la fréquence propre de la vibration recherchée.

La vitesse de propagation d'un ébranlement mécanique à l'intérieur du quartz est d'environ 4.500 mètres à la seconde. Le cristal vibre en demi-onde; donc l'épaisseur du cristal, dans le sens de vibration représente la demi-longueur d'onde fondamentale de résonance.

**EQUIVALENT ÉLECTRIQUE D'UN QUARTZ.** — Le circuit électrique équivalent à un quartz serait composé d'une self *L*, d'une résis-

---

\*Le sens dans lequel l'allongement ou le raccourcissement apparaît dépend du sens par rapport aux troncatures (figure 121) suivant lequel est appliquée la charge aux armatures du cristal. Il en résulte que l'on peut utiliser en piézoélectricité aussi bien les quartz dits « droits » que « gauches ». Toutefois dans certains échantillons des charges de signes opposés peuvent apparaître en même temps sur la même face où elles se neutralisent partiellement ou totalement. Il convient donc de sélectionner soigneusement les cristaux qui seront taillés. On les soumet à un examen optique préalable en lumière polarisée.

tance  $R$  et d'une capacité  $C$  montées en série, l'ensemble étant shunté par une capacité parallèle  $C'$  (figure 122).

La self  $L$  est l'équivalent électrique de la masse vibrante du cristal.

La capacité  $C$  est l'équivalent électrique de l'élasticité du cristal.

La capacité  $C'$  est la capacité entre armatures du cristal lorsque celui-ci ne vibre pas (constante diélectrique du quartz, 4,49).

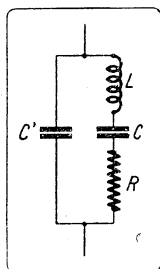


FIGURE 122. — Circuit électrique équivalent à un quartz.

Cady a indiqué en 1922 la valeur de ces éléments en fonction des dimensions géométriques du cristal :

$$L = 130 \cdot 10^9 \frac{e^3}{yz} \text{ microhenrys}$$

$$C = 22 \cdot 10^{-4} \frac{yz}{e} \text{ micromicrofarads}$$

$$R = 13 \cdot 10^4 \frac{e}{yz} \text{ ohms}$$

$e$ , étant l'épaisseur du cristal,  $z$  la dimension du cristal suivant l'axe optique et  $y$  suivant l'axe mécanique.

En pratique  $L$  est de l'ordre de quelques millihenrys ;  $C$ , de quelques centièmes de micromicrofarads,  $R$  de quelques milliers d'ohms et  $C'$  de quelques micromicrofarads, si bien que le rapport  $L/C$  et le facteur de surtension  $Q$  d'un quartz sont très élevés et atteignent une valeur permettant une résonance excessivement pointue. C'est la raison pour laquelle le quartz constitue un véritable étalon de fréquence.

Les différentes valeurs du circuit fictif équivalent à l'action piézoélectrique permettent de calculer la résonance mécanique du cristal qui apparaît à la même fréquence que celle pour laquelle  $L$  et  $C$  sont en résonance électrique.

**PROPRIÉTÉS MÉCANIQUES.** — En tête des propriétés mécaniques, indiquons que le quartz existe suivant la température en deux variétés désignées par quartz  $\alpha$  et quartz  $\beta$ .

Le quartz  $\alpha$  est celui qui existe en dessous de 575 degrés ; il possède les propriétés piézoélectriques que nous avons mentionnées. Lorsque la température dépasse 575 degrés (Point de Curie), il se forme la variété  $\beta$  qui ne présente pas de propriétés piézoélectriques.

Lorsque la température est normale, les propriétés piézoélectriques du quartz sont pratiquement indépendantes de la température ; elles décroissent rapidement à partir de 200° pour disparaître complètement à 575°.

Les variations de température modifient uniformément les dimensions physiques du quartz dans toutes les directions. La déformation est proportionnelle à la température. Mais au-



dessus de  $575^{\circ}$  les déformations ne sont plus uniformes : c'est une des raisons pour lesquelles la température de  $575^{\circ}$  est souvent critique pour un quartz : il éclate d'ordinaire en passant de la variété normale  $\alpha$  à l'autre.

Les variations de dimensions d'un cristal avec la température sont à l'origine du glissement de fréquence pouvant se produire en cours de fonctionnement d'un oscillateur à quartz. On dit que la fréquence « rampe ». Le remède à cet inconvénient consiste à choisir une coupe spéciale du cristal ou à maintenir la température du quartz constante au moyen d'un thermostat, comme on le fait dans les installations radioélectriques professionnelles.

56. Les différentes coupes de quartz. — Les lames utilisées dans les emplois piézoélectriques sont taillées dans un bloc de quartz d'après trois coupes que l'on désigne par coupe X ou Curie, coupe Y ou à 30 degrés et coupe R, AT ou V.

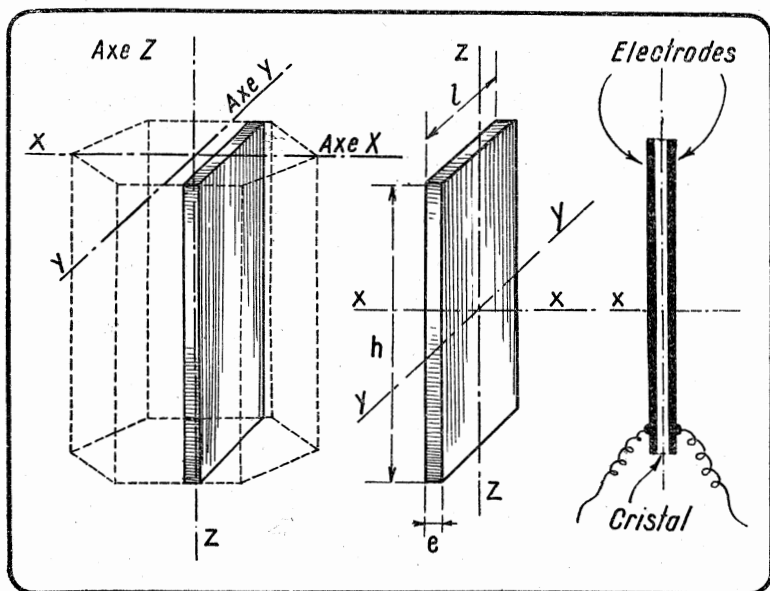


FIGURE 123. — *Lame de quartz coupe X ou Curie, telle qu'elle est taillée et utilisée.*

Il convient de remarquer que les lames de quartz des figures 123 et 124 ont été dessinées beaucoup plus grandes qu'elles ne sont en réalité vis à vis du cristal original, afin de mieux représenter leur position relative dans le bloc de quartz. Comme par ailleurs, chaque ligne parallèle aux directions XX, YY et ZZ représentées constitue un axe, il est possible de tailler dans un même échantillon de nombreuses lames suivant la même coupe.

On donne aux lames utilisées en piézoélectricité une forme carrée, rectangulaire, circulaire, élliptique ou annulaire.

LA COUPE X. -- La lame de quartz est coupée parallèlement à l'axe optique ZZ et à l'axe mécanique YY (*figure 123*). Ce mode de coupe est très employé.

Désignons par  $e$ , l'épaisseur du quartz suivant la direction de l'axe électrique XX,  $h$  la hauteur suivant la direction de l'axe optique ZZ, et  $l$  la largeur suivant la direction de l'axe mécanique YY.

Hund a montré qu'il existe trois fréquences de résonance correspondant aux trois directions précédentes, bien que, comme nous l'avons vu, lorsqu'une charge alternative est appliquée sur les électrodes reposant sur les faces perpendiculaires à l'axe électrique XX, la lame ne vibre simultanément que dans les deux directions XX et YY sans qu'aucune variation de longueur n'apparaisse dans la direction ZZ.

Pour un cristal rectangulaire de coupe X, les trois fréquences sont données par les formules suivantes :

*Fréquence de vibration suivant la hauteur (direction ZZ) :*

$$f_x = \frac{2.870}{e}$$

$f_x$  est la fréquence en kc/s et  $e$  l'épaisseur en millimètres du cristal indiqué par la figure 123.

*Fréquence de vibration suivant la largeur (direction YY) :*

$$f_y = \frac{2.700}{l}$$

$f_y$  est la fréquence en kc/s et  $l$  la largeur en millimètres du cristal indiqué par la figure 123.

*Fréquence de vibration suivant la hauteur (direction ZZ) :*  
appelée aussi fréquence de couplage :

$$f_z = \frac{3.300}{h}$$

$f_z$  est la fréquence en kc/s et  $h$  la hauteur en millimètres du cristal indiqué par la figure 123.

La première formule fournit des résultats pratiques plus satisfaisants que les deux autres. C'est du reste celle qui est la plus utile puisqu'on emploie généralement les cristaux X vibrant suivant l'épaisseur.

Ainsi un quartz rectangulaire dont l'épaisseur est de 0,4 mm. a pour fréquence fondamentale :  $2.870/0,4 = 7.175$  kc/s.

Si le cristal est circulaire, les formules sont :

$$f_x = \frac{2.870}{e} \qquad f_z = \frac{2.715}{d}$$

$$f_y = \frac{3.830}{d}$$

La fréquence est toujours exprimée en kc/s ;  $e$  est l'épaisseur du quartz en mm. et  $d$  son diamètre en mm.

La fréquence des vibrations transversales est la même qu'il

s'agisse d'un quartz circulaire ou rectangulaire de même épaisseur. On en déduit que la longueur d'onde de résonance est :

$$\lambda \text{ (mètres)} = 104 e \quad (\text{coupe X})$$

soit environ 100 fois l'épaisseur en millimètres.

La fréquence des vibrations d'un quartz de coupe X diminue lorsque la température augmente ; son coefficient de température est négatif.

La variation fréquence-température est comprise entre 20 et 35 millionième de la fréquence fondamentale, par degré.

Ainsi un cristal oscillant sur 7.175 kilocycles à 15° aura pour fréquence à 25° :

$$7.175.000 - 71,75 = 7.174,93 \text{ kilocycles.}$$

Les variations de température ambiante ne sont pas les plus graves. Le cristal s'échauffe en fonctionnement, car ses vibrations mécaniques provoquent dans sa masse des frictions moléculaires intenses. L'élévation consécutive de température peut atteindre une valeur suffisante pour que le glissement de fréquence atteigne plusieurs kilocycles.

Lorsque le quartz sert à piloter une émission sur une fréquence double de celle du cristal, l'écart de fréquence est aussi doublé : il peut en résulter même après cette seule multiplication de fréquence un désaccord tel qu'à la réception l'audition disparaisse complètement.

Le coefficient fréquence-température d'un cristal de coupe X pour des vibrations longitudinales, suivant la direction YY, est compris entre -50 et -70 millionièmes de la fréquence fondamentale par degré.

L'échauffement du cristal augmente d'autant plus en fonctionnement que deviennent grandes les amplitudes de ses vibrations, donc lorsque le courant de haute fréquence qui traverse le quartz augmente. Au surplus, la vibration sur la fréquence désirée n'est pas la seule qui puisse exister : d'autres se produisent qui contribuent à l'échauffement de la lame, en créant dans celle-ci des efforts et des tensions mécaniques internes. Si ces efforts deviennent trop grands, le cristal ne peut plus résister et se rompt. Il convient, en conséquence, de ne pas chercher à obtenir directement d'un quartz des oscillations puissantes sous risque de le briser.

La limite d'emploi d'un cristal est déterminée par la différence de potentiel alternative maximum que l'on peut appliquer aux électrodes du quartz. C'est elle qui détermine l'importance des déformations mécaniques de la lame. Mais il n'est pas commode de la mesurer pratiquement. Aussi fixe-t-on la valeur maximum correspondante à ne pas dépasser pour le courant de haute fréquence qui traverse le cristal.

On admet généralement qu'un cristal de coupe X, taillé pour les gammes 160 et 80 mètres, ne doit pas être traversé par un courant haute fréquence supérieur à 100 milliampères. La limite est plus basse pour les cristaux 40 et 20 mètres. Il est donc bon de se renseigner auprès du fournisseur sur la valeur maximum de ce courant afin d'avoir une garantie contre le risque de briser le cristal par une surcharge inconsidérée.

LA COUPE Y. — La lame de quartz est coupée parallèlement à l'axe optique et parallèlement à l'axe électrique (figure 124). On appelle aussi cette coupe « à 30° » car la lame fait un angle de 30° avec l'un des axes mécaniques du cristal (figure 125).

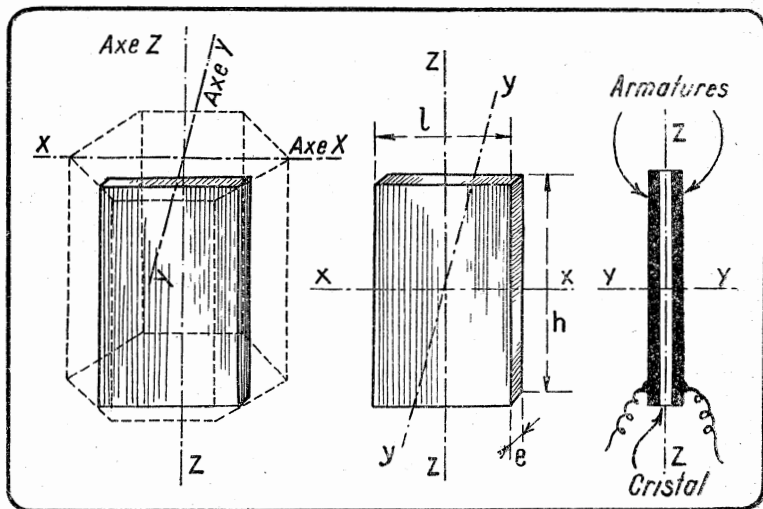


FIGURE 124. — Lame de quartz coupe Y ou à 30°.

Désignons par  $e$ , l'épaisseur du quartz suivant la direction de l'axe mécanique YY ;  $h$ , la hauteur suivant la direction de l'axe optique ZZ, et  $l$  la largeur suivant la direction de l'axe YY.

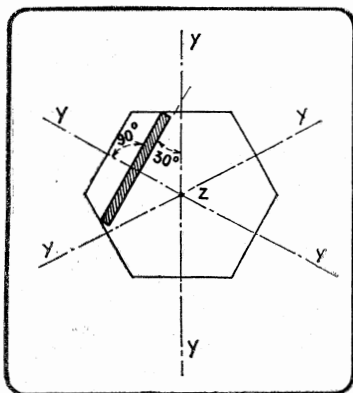


FIGURE 125. — Un quartz taillé suivant la coupe Y fait un angle de 30° avec l'un des axes mécaniques du cristal.

Lorsqu'une charge alternative est appliquée aux électrodes opposées sur les faces perpendiculaires à la direction YY, le cristal est le siège de vibrations de glissement.

La fréquence de vibration d'un cristal de coupe Y dont la surface est grande est donnée par les formules suivantes :

*Fréquence de vibration suivant l'épaisseur* (direction YY)

$$f_y = \frac{1960}{e}$$

$f_y$  est la fréquence fondamentale en kc/s et  $e$  l'épaisseur en millimètres du cristal indiquée par la figure 124.

*Fréquence de vibration suivant la largeur* (direction XX)

$$f_x = \frac{2860}{l}$$

$f_x$  est la fréquence fondamentale en kc/s et  $l$  la largeur en millimètres du cristal indiquée sur la même figure.

C'est le premier mode de vibration qui est généralement mis en œuvre lorsque l'on utilise un cristal de coupe Y. On voit qu'un tel cristal est plus mince, pour une fréquence donnée, qu'un cristal Curie. Ainsi, par exemple, une lame de coupe Y de 0,4 mm. d'épaisseur vibre sur 4.900 kilocycles. La lame de même épaisseur taillée en coupe X vibre sur 7.175 kc/s.

Le coefficient fréquence-température d'une lame de coupe Y vibrant suivant l'axe YY est d'ordinaire positif, c'est-à-dire que la fréquence des vibrations augmente avec la température. La variation de fréquence est comprise suivant les échantillons entre + 100 et - 20 millièmes de cycle de la fréquence fondamentale par degré. Il existe donc certaines lames qui possèdent un coefficient de température nul, et conservent toujours la même fréquence quelle que soit la température du quartz.

Le coefficient de température dans le cas des vibrations suivant l'axe XX est négatif pour la coupe à 30°. Il est compris entre -20, et -35 millièmes par degré.

Les lampes de quartz de la coupe Y sont plus sujettes que les lames de coupe X à des sautes brusques \* et discontinues de fréquence lorsque la température varie. Au lieu de présenter une variation progressive de la fréquence avec la température, le quartz passe brusquement à une vibration sur une fréquence différente de plusieurs centaines de cycles, dès qu'une certaine température est franchie.

Ces anomalies de fonctionnement rendent inutilisable le cristal qui les présente dans la gamme habituelle des températures d'emploi. Elles peuvent disparaître par une nouvelle taille appropriée de la lame mais ne doivent pas exister avec des échantillons de bonne qualité.

On admet d'ordinaire les mêmes limites pour l'usage d'un cristal de coupe Y que pour celui de coupe X. Le courant de haute fréquence qui le traverse ne doit pas généralement dépasser 100 milliampères pour les cristaux 160 et 80

---

\* Les sautes brusques de fréquence sont provoquées par des combinaisons mécaniques entre vibrations suivant une direction et des vibrations harmoniques suivant une autre direction.

mètres, et être inférieur pour les cristaux 40 mètres. Observer soigneusement les indications données à ce sujet par le fournisseur.

Les lames de coupe Y ont l'avantage de pouvoir vibrer même avec une pression assez grande exercée sur les électrodes du support. On les utilise donc dans les installations mobiles où le cristal et son support doivent constituer un ensemble suffisamment rigide.

Leurs inconvénients tiennent aux sautes de fréquence et aux vibrations parasites qui peuvent se produire lorsque le cristal n'est pas d'excellente qualité. Ces dernières apparaissent généralement à 1 kilocycle de part et d'autre de la fréquence fondamentale de résonance ; il est très difficile de les éliminer car elles peuvent réapparaître à nouveau pour une température différente.

LA COUPE R OU AT. — Ce mode de coupe est plus récent (1934) ; il a été adopté pour éliminer les variations de fréquence avec la température.

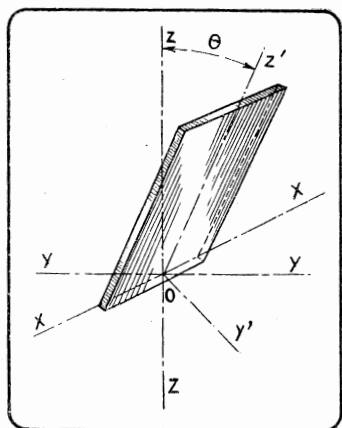


FIGURE 126. — Un quartz peut être taillé suivant diverses coupes faisant un angle donné  $\theta$  avec l'axe optique et restant parallèle à l'axe électrique.

Si l'on étudie la variation du coefficient température-fréquence, obtenue pour des lames de quartz taillées parallèlement à l'axe électrique XX, de telle sorte qu'elles fassent avec l'axe optique ZZ des angles différents  $\theta$  (figure 126), on constate et on vérifie par des considérations théoriques que le coefficient de température est modifié comme le représente la courbe de la figure 127.

Des lames taillées parallèlement à l'axe XX et faisant un angle de  $-48^\circ$  ou de  $+35^\circ$  avec l'axe ZZ présentent ainsi un coefficient de température nul. On adopte la coupe à  $35^\circ$  qui présente certains avantages sur l'autre coupe : elle constitue la coupe R ou AT.

Une lame de coupe AT est donc taillée parallèlement à l'axe électrique et fait un angle de  $35^\circ$  avec l'axe optique (figure 128).

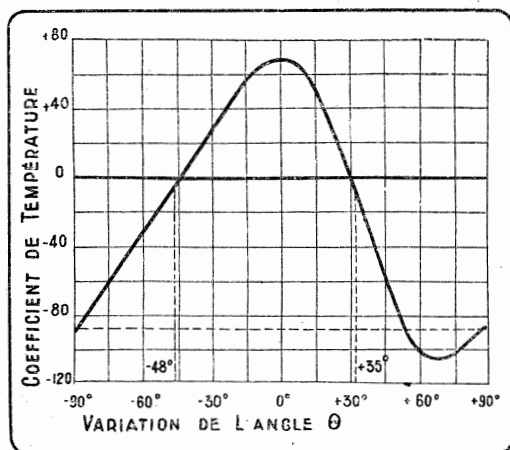
La fréquence de vibration d'un quartz de coupe AT suivant l'épaisseur est donnée par la formule :

$$f = \frac{1.650}{e}$$

$f$  est la fréquence en kc/s et  $e$  l'épaisseur en millimètres.

Un cristal de coupe AT est donc encore plus mince qu'un cristal des autres coupes possédant la même fréquence.

FIGURE 127. —  
Le coefficient de température d'un quartz varie suivant l'angle  $\theta$  de sa coupe, défini par la figure 126. Il est nul pour  $\theta = -78^\circ$  ou  $+35^\circ$ .



Les principaux avantages des cristaux de coupe AT sont : le coefficient fréquence-température très petit, car il est rare qu'il soit absolument nul et dépend d'ailleurs des dimensions de la lame ; l'absence de vibrations parasites et la possibilité de vibrer même sous une pression quelconque des armatures.

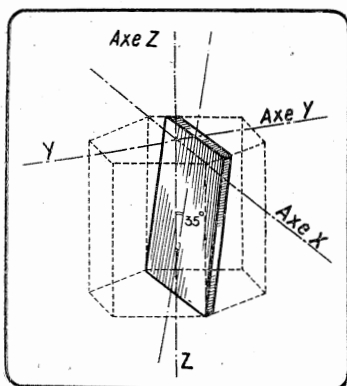


FIG. 128. — lame de quartz coupe R ou AT.

Un cristal de coupe AT peut être employé sans thermostat et donner en fonctionnement et même pour des écarts assez importants de température une grande stabilité.

Le courant de haute fréquence qui peut traverser sans danger un cristal de coupe AT est généralement plus grand que celui admis pour les autres coupes. Avec certains échantillons, il peut atteindre 200 milliampères.

**57. Le choix d'un cristal.** — Le choix d'un cristal mérite réflexion : l'amateur n'achète d'ordinaire qu'un seul cristal qu'il utilise ensuite sur tous les montages qu'il essaye. Il convient donc qu'il en tire le maximum d'avantages et que cette dépense initiale soit faite à bon escient.

L'exposé des avantages et des inconvénients de chaque taille a pu montrer que la coupe AT était préférable. C'est aussi la plus chère. Les autres moins onéreuses procurent aussi toute satisfaction si on utilise les cristaux comme ils doivent l'être et en particulier avec support adapté et sans surcharge de fonctionnement excessive.

Une fois fait le choix de la coupe, il reste à déterminer la fréquence du cristal à commander.

On ne peut dire, *a priori*, que plus la fréquence choisie est élevée, plus le cristal est fragile. Il est plus mince, ce qui ne veut pas dire qu'il faille prendre des précautions extraordinaires pour le manier et l'employer.

Les cristaux les plus courants sont accordés dans les gammes 160, 80 et 40 mètres. Les quartz 20 mètres sont plus rares. Il existe aussi des quartz dits 10 mètres, mais qui en réalité ne sont pas taillés pour avoir une fréquence fondamentale de résonance dans la gamme 28 mc/s. ; ce sont des cristaux de 30 mètres, de coupe spéciale pour favoriser l'apparition d'un harmonique 3 intense. Leur emploi ne s'est encore guère généralisé. On arrive cependant maintenant à tailler des quartz 10 mètres vibrant sur fondamentale.

Le choix de la fréquence du cristal dépend en partie de la gamme habituelle de trafic. L'amateur qui désire uniquement faire des essais sur 80 mètres choisira un cristal de 160 ou 80 mètres. Celui qui désire utiliser toutes les gammes devra avoir recours à plusieurs cristaux, solution pratiquement moins onéreuse et plus efficace que de multiplier les étages doubleurs de fréquence.

Toutefois, la réglementation actuelle de l'émission d'amateur résultant des conventions internationales restreint les gammes élevées de longueurs d'onde allouées aux amateurs : les essais techniques auxquels peuvent se livrer les amateurs ont, d'autre part, leur véritable sens dans l'utilisation de longueurs d'ondes très courtes. Il semble aussi qu'à l'avenir les nouveaux besoins internationaux tendront encore davantage à reléguer les amateurs vers les fréquences élevées. Il apparaît donc que le choix d'un cristal de 40 mètres est le plus conforme à l'intérêt de l'amateur. Il peut à l'aide de celui-ci obtenir facilement sur les gammes 40, 20, 10 et 5 mètres, la stabilité de l'émission qui est une question primordiale dans ces gammes.

Un pilotage par auto-oscillateur peut, par ailleurs, convenir dans la gamme 80 mètres, moins encombrée car moins propre à une propagation à grande distance.



Il reste enfin à choisir la fréquence exacte ou tout au moins approximative du cristal que l'on va commander. Cette question est très importante car, d'une part, les harmoniques doivent, si possible, tomber dans les limites des gammes successives. D'autre part, la fréquence du cristal ne doit pas être exactement celle d'une émission puissante ou voisine de celle-ci afin d'éviter toute cause de brouillage.

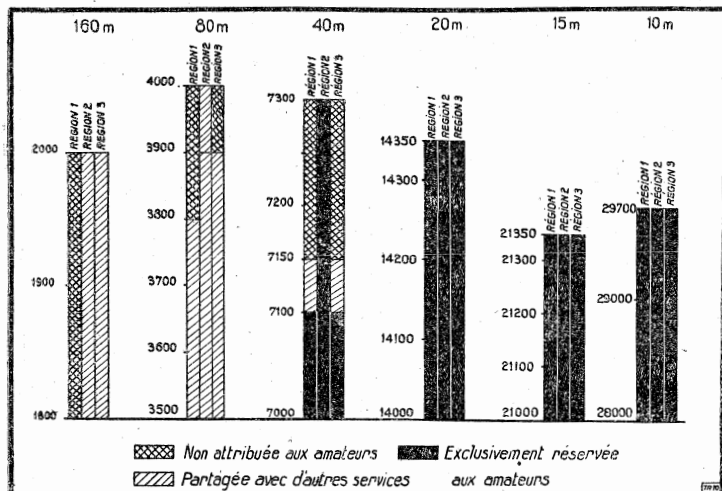


FIGURE 129. — Répartition des différentes bandes de fréquences allouées aux stations d'amateurs par la Conférence internationale d'Atlantic City (1948).

La Région 1 comprend l'Europe et l'Afrique ;

La Région 2, l'Amérique ;

La Région 3, l'Asie et l'Australie.

La répartition indiquée est limitée aux ondes décamétriques mais s'étend vers les ondes métriques.

Les différentes gammes allouées aux amateurs ne sont pas en relation harmonique exacte entre elles. On trouvera ci-après le tableau des gammes allouées aux amateurs d'après la Convention internationale d'Atlantic City (1948) (figures 129 et 130\*).

\* Au moment où nous écrivons ces lignes, il n'est pas possible d'indiquer la répartition définitive des différentes bandes allouées aux amateurs français par l'Administration des P.T.T.

On pourra obtenir tous renseignements officiels en s'adressant :

Soit à l'Administration des Postes, Télégraphes et Téléphones, Direction Générale des Télécommunications, 2<sup>e</sup> Bureau, 20, avenue de Ségur, à Paris (7<sup>e</sup>).

Soit au Réseau des Emetteurs Français (R.E.F.), 6, rue du Pont-de-Lodi, à Paris (6<sup>e</sup>), l'organisation française qui groupe tous les amateurs d'ondes courtes.

On peut aisément se rendre compte par des écoutes régulières des régions des gammes les moins encombrées ou les plus fréquentées pour choisir, compte tenu de « l'embouteillage de l'éther », la fréquence du cristal qui paraît la plus favorable.

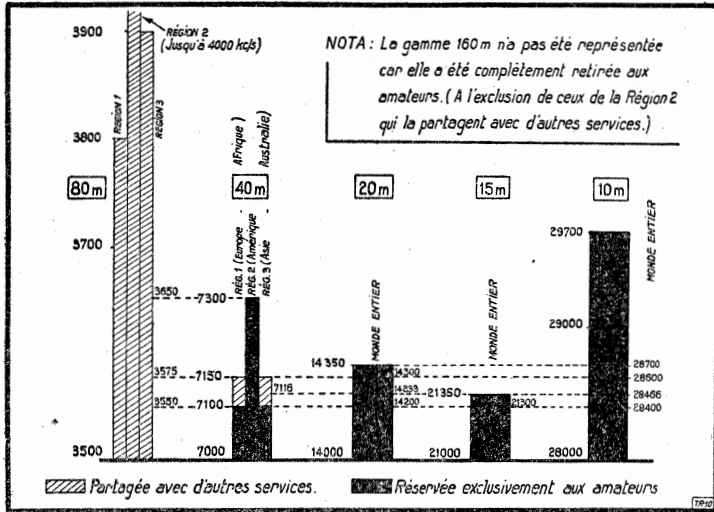


FIGURE 130. — Tracé de la répartition des fréquences allouées aux stations d'amateurs montrant les relations harmoniques entre les différentes gammes.

Le partage des gammes entre les amateurs et les services complique maintenant davantage la question. D'autre part, une spécialisation s'est faite dans chaque gamme pour les émissions en télégraphie et celles en téléphonie. Elle varie selon les pays. Ainsi les amateurs américains utilisent dans la gamme actuelle 20 mètres :

- de 14.000 à 14.150 Kc/s, pour la télégraphie
- de 14.150 à 14.200 Kc/s pour la téléphonie DX
- de 14.200 à 14.300 Kc/s pour la téléphonie
- de 14.300 à 14.350 Kc/s pour la téléphonie DX.

Par contre les amateurs canadiens trafiquent uniquement de 14.150 à 14.200 Kc/s en téléphonie, etc...

Au 3 janvier 1949, les gammes allouées par l'Administration des P.T.T. étaient :

		Puissance alimentation maximum :
3,5 à 3,625	Mc/s	50 watts
7 à 7,2	Mc/s	50 watts
14 à 14,4	Mc/s	50 watts
28 à 29,7	Mc/s	100 watts
72 à 72,8	Mc/s	100 watts
144 à 146	Mc/s	100 watts
420 à 460	Mc/s, etc...	100 watts

Si l'on utilise un cristal dont la fréquence est très voisine de la limite assignée pour une gamme, il importe d'avoir une garantie très précise sur son étalonnage. Les variations de fréquence qu'il subit en cours de fonctionnement peuvent faire dériver l'émission hors bandes. Les écarts de fréquence sont doublés en valeur absolue si l'émission est pilotée sur la longueur double de celle de trafic. Une variation de fréquence de 2 kilocycles d'un pilote 40 mètres produit une dérive de 4 kc/s sur 14 mc/s, 8 kc/s sur 28 mc/s, etc...

Par mesure de précaution et puisque la fréquence d'un cristal de coupe X dérive vers une fréquence plus basse tandis que celle d'un cristal Y vers une fréquence plus grande, lorsque la température s'élève, on ne peut guère conseiller de choisir un cristal en limite de bande, qu'en adoptant un échantillon de coupe AT à coefficient de température nul.

Enfin, un cristal peut présenter deux fréquences de résonances, distantes l'une de l'autre de quelques centaines de kilocycles, ou passer soudainement d'une fréquence d'oscillation à une autre en cours de fonctionnement. Ce défaut est le signe d'un cristal de qualité défectueuse.

On admet généralement que plus la surface d'un quartz est grande, mieux il peut supporter une charge importante et fournir une puissance élevée de haute fréquence. En réalité, lorsque la surface d'un cristal est grande, le rapport de la self à la capacité du circuit équivalent est faible : avec un couplage grille plaque donné \*, la tension alternative d'excitation appliquée au quartz est faible. On risque donc moins de le surcharger en faisant produire à l'oscillateur une grande puissance de sortie.

Il existe depuis peu des quartz à fréquence variable progressive. Ils sont donc excessivement pratiques d'emploi et peuvent être choisis de préférence aux cristaux normaux.

**58. Le support de cristal.** — Le cristal de quartz, pour être utilisé dans un émetteur, doit être placé entre les deux électrodes métalliques d'un support.

On distingue différents types de supports suivant que le quartz se trouve dans le vide, dans un gaz raréfié ou à la pression atmosphérique. En outre, le support peut être prévu de telle sorte qu'une pression soit exercée par l'armature supérieure sur la lame du cristal ou qu'il existe entre eux un inter-lame d'air fixe ou réglable.

On utilise le plus généralement un support dans l'air à pression fixe ou réglable.

Les montures dans le vide sont réalisées pour obtenir une stabilité accrue du fait que le cristal est soustrait à l'action des agents atmosphériques. La température peut alors être aisément contrôlée par un couple thermoélectrique prévu à l'intérieur de l'ampoule.

---

\* Lorsque le montage de l'oscillateur utilise une lampe de grande capacité interne grille-plaque, un quartz de grande surface est à conseiller, car plus facile à faire vibrer dans ces conditions.

Les montures à gaz raréfié, s'illuminant au moment de la résonance du cristal, sont utilisées pour indiquer qu'un circuit entre en résonance : leur emploi est plutôt limité aux appareils de mesure.

Un support de quartz doit posséder des armatures métalliques dont les surfaces en contact avec le cristal soient parfaitement planes. Le métal des armatures doit être de préférence peu oxydable (nickel, par exemple) afin d'éviter un nettoyage fréquent.

Un support possédant l'une des armatures de grand volume avec larges surfaces extérieures en contact avec l'air est avantageux pour rayonner efficacement la chaleur emmagasinée dans le cristal et réduire en conséquence toute variation de température par effet de volant calorifique. La grosse masse métallique constitue généralement l'armature inférieure du support tandis qu'une plaque plus légère recouvre complètement ou en partie le cristal placé horizontalement entre ces deux électrodes.

La pression sur la lame de quartz peut être obtenue simplement au moyen d'un ressort comprimant l'une des armatures du support. Dans ce cas, elle n'est pas réglable avec précision. Lorsque l'armature supérieure peut se déplacer verticalement au moyen d'un guidage par vis, on peut ajuster la pression exercée sur la lame ou même réaliser un interlame d'air au-dessus du cristal.

Il est recommandé de se procurer un quartz tout monté dans son support et dont l'étalonnage a été fait avec celui-ci. En effet, la forme du support, la pression des armatures, etc... peuvent provoquer des modifications atteignant jusqu'à 1 kilocycle de la fréquence de résonance. Le support est par ailleurs exactement approprié au cristal et assure la pression qui convient le mieux à la coupe employée pour la lame vibrante.

Certains supports actuels sont réalisés de telle sorte que le cristal se trouve disposé verticalement en fonctionnement. Le sens de branchement est alors indifférent.

Si au lieu de mettre en contact l'armature supérieure du support avec le cristal, on s'arrange pour qu'il existe entre eux une lame d'air (ou de mica) de très faible épaisseur, on constate que la fréquence des oscillations du cristal est modifiée et varie suivant l'interlame. Tous les cristaux ne vibrent pas avec lame d'air mais, pour certains échantillons, on constate que l'oscillation demeure aussi puissante même lorsque l'interlame dépasse l'épaisseur propre du cristal.

Ce sont pratiquement les cristaux de coupe AT que l'on utilise dans les supports à lame d'air réglable. Les quartz de coupe X ou Y peuvent provoquer, lorsque l'interlame varie, des sautes brusques de fréquences qui rendent inutilisables ces cristaux dans de tels supports.

Le support à lame d'air réglable est employé pour déplacer quelque peu la fréquence d'oscillation du quartz. La variation de fréquence n'est jamais très grande. Un cristal oscillant sur 3.550 kc/s dans un support ordinaire peut osciller par exemple entre 3.550 et 3.555 kc/s avec lame d'air réglable. L'écart de fréquences pour l'harmonique 2 est de  $7.112 - 7.110 = 12$  kilocycles ; pour l'harmonique 3 :  $14.224 - 14.200$

= 24 kc/s, etc... écart généralement suffisant pour éviter qu'au cours du trafic l'émission soit interférée par une autre de fréquence voisine.

Le déplacement de l'armature supérieure du support qui modifie l'épaisseur de la lame d'air est réglé par un bouton se trouvant directement sur le support de quartz ou placé à distance et relié au support par commande souple.

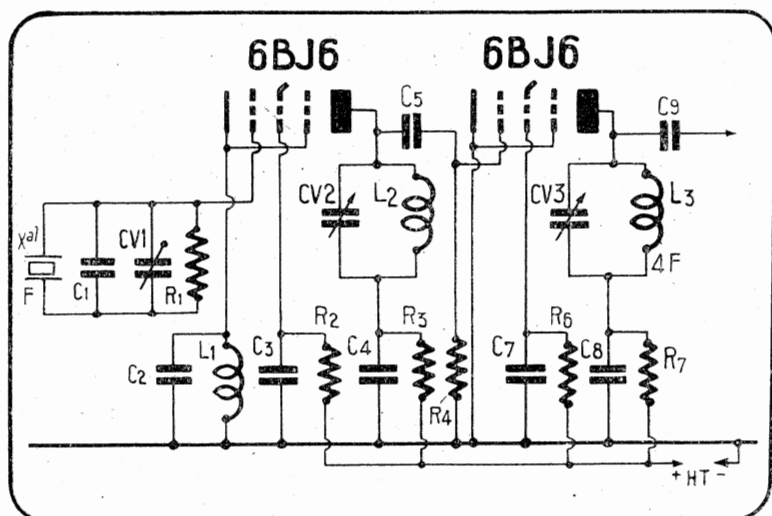


FIGURE 131. — Montage oscillateur quartz suivi d'un étage quadrupleur de fréquence. On remarque les condensateurs C1 et CV1 montés aux bornes du cristal. CV1, ajustable, permet de déplacer légèrement la fréquence d'oscillation du quartz.

Valeur des éléments :

C1 : 20 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	R2 : 180.000 ohms (0,5 watt)
C2 : 20 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	R3 : 1.000 ohms (0,5 watt)
C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	R4 : 100.000 ohms (0,5 watt)
C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	R5 : 30.000 ohms (1 watt)
C5 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	R7 : 1.000 ohms (0,5 watt)
C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	L1 : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)
C8 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	CV1 : ajustable 3 à 30 $\mu\mu\text{F}$
C9 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	HT : 280 volts.
R1 : 15.000 ohms (0,5 watt)	

On peut également faire varier la fréquence d'oscillation du quartz dans de très faibles limites en montant à ses bornes une capacité variable (figure 131). Une variation de capacité de 25  $\mu\mu\text{F}$  déplace ainsi d'environ 0,5 Kc la fréquence d'un cristal 3.500 Kc/s.

## II. — Les oscillateurs à quartz

On utilise le cristal de quartz en pilote d'un oscillateur à ondes entretenues en le reliant aux circuits d'une lampe, comme le représente la figure 132 ; montage le plus simple d'un oscillateur quartz.

Le cristal placé dans son support se trouve dans le circuit grille. Dans le circuit plaque est disposé un circuit oscillant pouvant être accordé sur la fréquence de résonance du cristal.

Lorsque la lampe est mise en fonctionnement, une différence de potentiel est appliquée brusquement aux armatures du cristal : il oscille à sa fréquence propre par effet du choc. Les charges développées alternativement sur ses faces font varier synchroniquement le potentiel de grille, qui provoque des variations correspondantes du courant de plaque. Le couplage du circuit de grille au circuit de plaque par la capacité interne grille-plaque de la lampe est suffisant pour entretenir les oscillations lorsque le cristal est de bonne qualité, qu'il oscille « sans réaction » (auxiliaire) comme on a l'habitude de dire. Pratiquement, le circuit oscillant anodique L-CV doit être réglé sur une fréquence légèrement plus grande que celle du cristal (la réactance du circuit anodique doit être légèrement inductive).

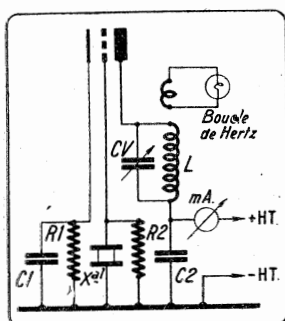


FIGURE 132. --- Schéma d'un oscillateur quartz à triode.

Xal : Cristal.

R1 : 200 ohms (2 watts).

C1 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$ .

R2 : 100.000 ohms (1 watt).

L-CV : circuit accordé sur la fréquence du cristal.

La lampe est par exemple une triode 76 alimentée sous une haute tension H.T. : 200 volts.

Le montage se complète d'une résistance de polarisation cathodique R1, avec condensateur de découplage C1, qui est utile pour éviter que le courant plaque n'atteigne une valeur exagérée lorsque les oscillations décrochent.

Le condensateur C2 découple la source de haute tension.

Une résistance R2 est nécessaire pour décharger la grille et produire, en fonctionnement, la polarisation de grille. Le montage en parallèle de la polarisation est le seul possible puisque le cristal doit être considéré pour le courant continu, comme s'il s'agissait d'un condensateur disposé dans le circuit grille.

Si l'on utilise une self d'arrêt haute fréquence dans le circuit de polarisation grille (en série avec R2), il faut la choisir avec le nombre de spires minimum, qui assure un blocage suffisant. Une self mal dimensionnée peut se comporter comme si elle constituait la self grille d'un auto-oscillateur T.N.T., dont la fréquence d'oscillation ne serait en aucune sorte celle du quartz. On décèle aisément ce défaut lorsque les oscillations se produisent constamment, quel que soit l'accord du circuit anodique : la self d'arrêt grille doit alors être incriminée.

**59. Réglage d'un oscillateur quartz.** — Un oscillateur quartz doit être réglé pour fournir le maximum de puissance haute fréquence de sortie, compte tenu des limites imposées tant par la stabilité recherchée que par la sécurité de fonctionnement de la lampe et du cristal.

On règle un oscillateur quartz d'après les indications fournies par une boucle de Hertz ou, de préférence, suivant la lecture d'un milliampérémètre inséré dans le circuit anodique de la lampe (mA du schéma de la figure 132).

La boucle de Hertz est constituée par une self montée en série avec une ampoule servant d'indicateur lumineux (figure 133). Lorsque la self est couplée à la self d'un circuit oscillant, elle absorbe de l'énergie : un courant de haute fréquence parcourt le circuit de la boucle et, traversant le filament de l'ampoule, il provoque son incandescence. L'éclairement de la lampe est l'indication du contrôle fournie par la boucle de Hertz.

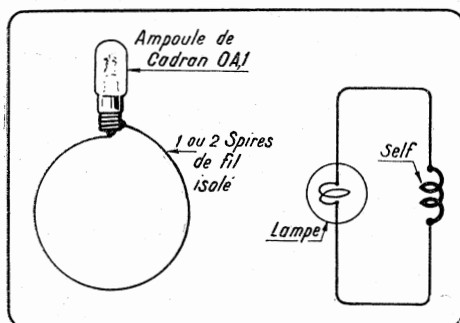


FIGURE 133. — Boucle de Hertz : le diamètre de la spire est de 5 à 6 centimètres.

Pour régler l'oscillateur quartz, on couple la boucle de Hertz à la self L du circuit anodique, en l'approchant à proximité ou même au contact de celle-ci. On met la lampe en fonctionnement (chauffage du filament, puis haute tension) et on manœuvre l'accord du condensateur variable CV. On constate que, pour une certaine position d'accord, la lampe de la boucle de Hertz s'éclaire brillamment.

L'éclairement de la lampe varie différemment de part et d'autre du réglage optimum. Si l'on observe l'ampoule de la boucle de Hertz en augmentant progressivement la capacité d'accord CV, du minimum vers le maximum, on constate que la lampe s'éclaire à partir d'un certain réglage pour briller de plus en plus fort jusqu'au moment où, pour un réglage bien déterminé, la lampe cesse brusquement d'éclairer. Le quartz oscille lorsque le circuit oscillant de plaque est accordé sur une fréquence légèrement plus grande que la sienne. Le maximum est obtenu pour l'accord du circuit de plaque sur une fréquence légèrement supérieure à celle du cristal et les oscillations cessent brusquement lorsque la fréquence du circuit oscillant de plaque devient égale ou plus faible que celle du cristal.

Ce phénomène devient encore plus évident lorsque l'on effectue le réglage de l'oscillateur quartz d'après la lecture d'un milliampèremètre inséré dans le circuit anodique de la lampe.

En l'absence d'oscillations, lorsque le circuit oscillant de plaque est accordé sur une fréquence très différente (et non harmonique) de celle du cristal, le courant anodique de la lampe en fonctionnement est élevé et constant \*.

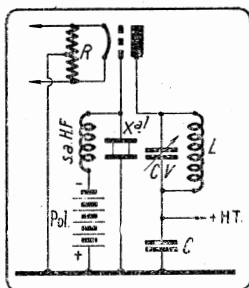


FIGURE 134. — Schéma d'un oscillateur quartz avec triode à chauffage direct.

La polarisation grille est obtenue par batterie indépendante Pol. Il faut avoir soin que les armatures du support de cristal ne se touchent jamais directement entre elles, sous peine de court-circuiter la batterie de polarisation.

Si l'on fait comme précédemment, le réglage de CV à partir de la capacité minimum, on constate que pour un certain réglage ( $40^\circ$  du cadran, par exemple), le courant anodique diminue légèrement, puis de plus en plus au fur et à mesure que la capacité augmente, pour remonter brusquement à la valeur maximum primitive (à  $70^\circ$  du cadran, par exemple). La courbe de variation est facile à tracer : elle présente l'aspect indiquée par la figure 135.

La boucle de Hertz couplée au circuit oscillant de plaque permet de déceler l'apparition des oscillations dès le réglage correspondant au point D de la courbe. Les oscillations croissent ensuite d'amplitude (la lampe de la boucle de Hertz s'illumine de plus en plus) jusqu'au réglage critique correspondant à C, puis cessent brusquement.

Il y aurait évidemment avantage à utiliser l'oscillateur quartz au réglage critique C donnant le maximum de puissance haute fréquence de sortie. Toutefois, dès que la capacité d'accord du circuit oscillant augmente, les oscillations décroissent. La variation de capacité peut aussi bien provenir d'un défaut de

\* Les oscillations ne se produisant pas, il n'existe aucun courant de grille : aucune polarisation n'est créée par R2. Toute la puissance anodique est dissipée en chaleur, ce qui peut n'être pas sans danger pour la lampe. La présence de R1, résistance autopolarisatrice de cathode limite toutefois le courant anodique.

Si la lampe oscillatrice quartz est polarisée par batterie séparée insérée dans le circuit de grille (figure 134), le courant anodique est au contraire minimum, lorsque les oscillations décroissent et croît lorsque le cristal oscille. Le bon fonctionnement du cristal se traduit par une élévation du débit anodique.

Un tel montage est utilisé avec les lampes à chauffage direct et principalement avec les anciennes lampes triodes de puissance qui ne sont pas capables de dissiper, même temporairement, une aussi grande puissance que les lampes modernes.



rigidité mécanique des circuits que d'une variation de la capacité interne de la lampe ou de la charge imposée au circuit d'utilisation. Aussi, pratiquement, utilise-t-on le montage avec un réglage compris dans la région A-B de la courbe précédente, c'est-à-dire que le circuit oscillant anodique est accordé sur une fréquence légèrement plus grande que celle du cristal.

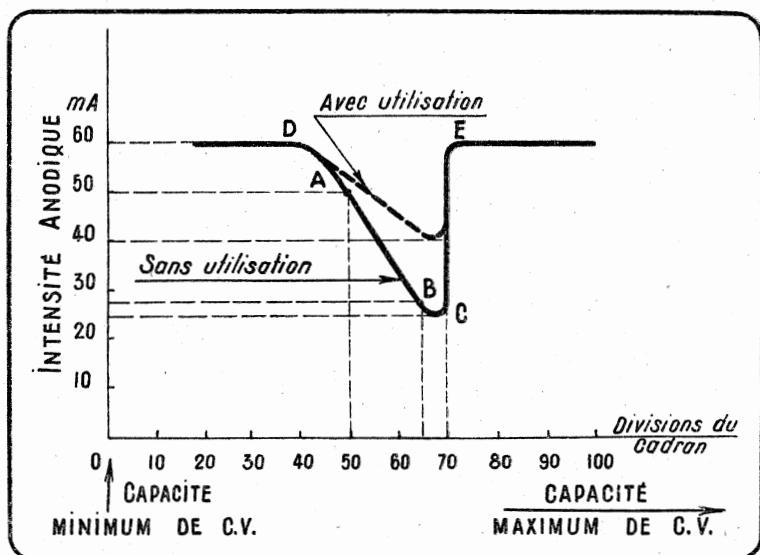


FIGURE 135. — Variation du courant plaque d'un montage oscillateur ordinaire à quartz en fonction de l'accord du condensateur variable de plaque.

Deux remarques peuvent encore être aisément faites.

Lorsque l'énergie de haute fréquence disponible au circuit anodique est utilisée, c'est-à-dire lorsque l'oscillateur quartz fonctionne en charge, avec utilisation, la variation du courant anodique est moins prononcée (figure 135). Plus la charge est grande, moins le courant anodique diminue lorsque le cristal oscille. L'oscillation du cristal peut même cesser complètement lorsque la charge imposée à l'oscillateur quartz est trop grande (couplage trop serré avec l'étage suivant, avec l'antenne, avec la boucle de Hertz montée avec ampoule de résistance trop faible, etc...).

Le courant de haute fréquence qui traverse le cristal n'est pas constant. Il dépend tout d'abord de l'accord du circuit oscillant de plaque. On peut le mettre en évidence en insérant une ampoule de lampe de poche dans le circuit grille \*. Il est maximum pour le réglage critique C et plus faible dans la région A-B, d'autant plus que l'on s'approche du réglage A.

\* Voir ci-après et figure 136, le montage pratique de l'ampoule fusible servant d'indicateur de courant H.F. à travers le cristal.

Le courant de haute fréquence traversant le cristal varie aussi avec la charge imposée à l'oscillateur quartz. Plus celle-ci est grande, c'est-à-dire plus est faible l'impédance d'utilisation, plus est faible également la tension de haute fréquence produisant la réaction sur le circuit de grille, dans le mécanisme, d'entretien des oscillations. Par conséquent, le cristal est soumis à une moins grande tension H.F. : il est aussi traversé par un courant de haute fréquence de plus faible intensité.

Il convient donc de se souvenir que, dans le montage ordinaire, le cristal est soumis à un régime plus sévère, il risque davantage de s'échauffer et même de se briser, lorsque l'étage pilote fonctionne sans charge extérieure que lorsqu'une charge lui est appliquée.

**60. Protection du cristal.** — Nous avons vu précédemment que le courant de haute fréquence qui traverse le cristal ne devait pas atteindre une valeur excessive sans risque de fracture du quartz sous l'effet d'efforts vibratoires trop intenses. Il existe une limite à la tension H.F. maximum que peut supporter un quartz.

L'amplitude de la vibration d'un cristal, dont dépend aussi son échauffement, est une fonction de la tension haute fréquence d'excitation appliquée au cristal. Le courant H.F. à travers le quartz dépend de cette tension, mais ne lui est pas exactement proportionnel à cause du déphasage variable pouvant exister.

Il peut apparaître aussi dans le circuit du quartz des courants H.F. de fréquences différentes, spécialement avec un montage oscillateur-doubleur ; ils ne jouent aucun rôle pour l'excitation du cristal. Le quartz se comporte pour ceux-ci comme un diélectrique à très faibles pertes et ne subit de ce fait aucune élévation de température de leur part.

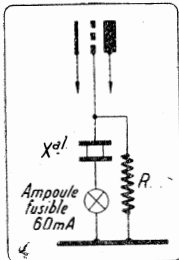


FIGURE 136. — Montage d'une ampoule-fusible de protection.

Il ne faut donc pas attacher une importance excessive à la valeur du courant de haute fréquence observé dans le propre circuit d'un quartz. Ainsi dans le montage Tri-Tet, examiné plus loin, il ne correspond pas en totalité à celui qui peut affecter le cristal et risquer de le briser mais lui est supérieur. La valeur du courant continu de grille donne une indication plus précise sur la tension H.F. effectivement appliquée au quartz et sur le courant H.F. qui en résulte, puisque l'intensité continue de grille correspond au courant (redressé) d'excitation du cristal.

Quoi qu'il en soit, on obtient une certaine protection du cristal en montant en série avec lui un fusible coupant le circuit dès que le courant de haute fréquence atteint une valeur excessive.

Le fusible le plus simple et le moins onéreux est constitué par une simple ampoule de lampe de poche, dont la consommation est de 0,06 ampère. Sa tension de service n'est pas critique (1,5, 2, 6 volts) : l'essentiel est que la lampe \* soit prévue pour 60 mA. Elle est « grillée » généralement pour une centaine de millis, valeur que l'on admet être le maximum de l'intensité pouvant traverser le cristal sans danger.

On monte l'ampoule-fusible comme le représente la figure 136 en ayant soin que les connexions la reliant au circuit soient les plus courtes possibles. La meilleure disposition consiste à souder directement l'ampoule aux fils, tout contre le support du cristal.

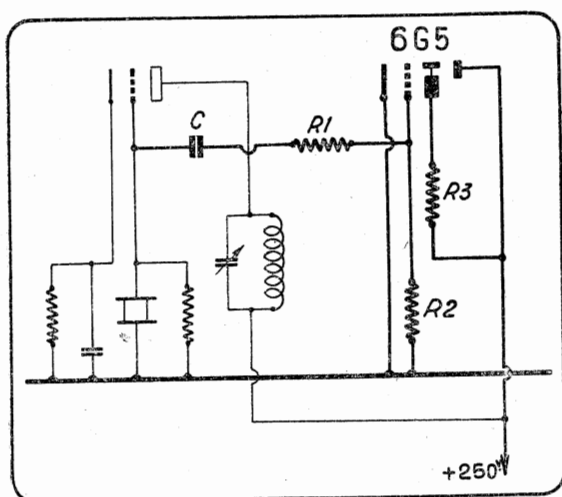


FIGURE 137. — Adjonction d'un indicateur cathodique à un oscillateur quartz.

L'oscillateur à quartz peut être d'un montage quelconque ou même un montage Pierce réalisé avec la triode de la 6G5. Son circuit grille est couplé par le condensateur C (50  $\mu\mu\text{F}$ ) et le potentiomètre R1-R2 (valeur de l'ordre de 100.000 ohms) à déterminer pour obtenir dans chaque cas le fonctionnement correct de l'indicateur.

La lampe apporterait une protection efficace si elle provoquait une coupure immédiate du circuit dès que l'intensité haute fréquence devient excessive. Malheureusement il peut arriver qu'au moment où le filament est volatilisé, les fils qui le supportent viennent en contact, rendent ainsi la protection illusoire.

\* Les caractéristiques de la lampe sont d'ordinaire inscrites ou poinçonnées sur la collerette du culot.

Il convient donc de ne pas tant s'en remettre à la protection du fusible qu'à une sage prudence d'utilisation, toujours le plus sûr moyen de ne jamais briser un quartz. Néanmoins, l'ampoule constituée, comme nous l'avons vu, un indicateur intéressant du courant de haute fréquence traversant le cristal.

Un tube indicateur à rayons catodiques (6G5, trèfle cathodique, etc...) peut être utilisé avec un oscillateur quartz pour donner un contrôle lumineux de l'oscillation ou non du cristal. Il suffit d'alimenter sa grille (*figure 137*) par la tension d'excitation du quartz. Ce dispositif est simplement un contrôle et non une mesure ou une protection du cristal.

### III. — Différents montages d'un oscillateur à quartz

**61. Montage ordinaire avec lampe triode.** — Le montage le plus simple, celui que nous avons décrit précédemment (*fig. 132*), n'est plus guère utilisé. Il ne fournit qu'une faible puissance de haute fréquence ne dépassant pas quelques watts utiles.

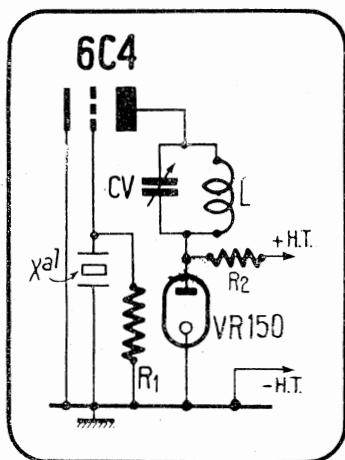


FIGURE 138. — La triode miniature 6C4 peut très aisément être utilisée en oscillatrice quartz. Le montage indiqué fonctionne sans résistance cathodique de polarisation sous une haute tension de 150 volts réglée par tube à néon VR.150.

Valeur des éléments :		Pour 40 mètres : L : 24 spires
R1 : 50.000 ohms (0,5 watt).		jointives fil 4/10 émaillé sur
R2 : selon H.T.		mandrin en trolitul de 2 cm
CV : condensateur miniature		de diamètre.
		CV : 75 $\mu\mu$ F ajustable.

On ne peut, en effet, sans risque pour le cristal de coupe X ou Y, appliquer à la triode de ce montage une tension anodique supérieure à 200 volts. Autrement, le courant de haute fré-

## CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES POUR UN OSCILLATEUR A QUARTZ

(Schéma de la figure 132)

Fonctionnement sur →	Gamme 160 mètres	Gamme 80 mètres	Gamme 40 mètres	Gamme 20 mètres	Gamme 10 mètres
	1.775 Kc/s	3.550 Kc/s	7.100 Kc/s	14.200 Kc/s	28.400 Kc/s
<b>ENROULEMENT EN FIL OU TUBE DE 25/10.</b>					
Diamètre du bobinage .....	12 cm. 5	11 cm.	9 cm.	8 cm.	6 cm.
Nombre de spires .....	42 spires	28 spires	20 spires	10 spires	6 spires
Longueur de l'enroulement .....	17 cm. 5	17 cm. 5.	16 cm. 5	16 cm. 5	15 cm.
Longueur de fil nécessaire .....	17 m.	10 m.	6 m.	5 m.. 50	1 m. 50
<b>ENROULEMENT EN FIL DE 16/10.</b>					
Diamètre du bobinage .....	10 cm.	7 cm.	7 cm.	6 cm. 5	5 cm. 5
Nombre de spires .....	38 spires	34 spires	22 spires	11 spires	6 spires
Longueur de l'enroulement .....	12 cm. 5	10 cm. 5	11 cm.	11 cm.	7 cm. 5
Longueur de fil nécessaire .....	13 m.	8 m.	5 m.	2 m. 50	1 m. 50
<b>CAPACITÉ D'ACCORD .....</b>	<b>100 <math>\mu\mu</math>F</b>	<b>50 <math>\mu\mu</math>F</b>	<b>35 <math>\mu\mu</math>F</b>	<b>35 <math>\mu\mu</math>F</b>	<b>25 <math>\mu\mu</math>F</b>

quence traversant le quartz atteindrait une trop grande intensité.

Le schéma d'un oscillateur quartz avec triode est représenté *figure 134*.

Dans le cas d'une lampe 6A3 par exemple, on prendra :

C1, C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$ .

R1 : 100 ohms.

R2 : 20.000 ohms.

Ces valeurs conviennent pour tous les montages à lampes triodes de faible puissance, fonctionnant sous tension anodique de 200 volts maximum. Toutefois, la valeur de R2 doit être adaptée exactement : choisir avec une lampe à coefficient élevé d'amplification, une résistance de grille de valeur comprise entre 2.500 et 10.000 ohms, tandis qu'avec une lampe à K faible ou moyen, R2 sera comprise entre 10.000 et 25.000 ohms.

R1 peut être supprimée dans les montages avec lampe fonctionnant sous tension anodique réduite (*figure 138*).

Les caractéristiques des bobinages à utiliser sont détaillées dans le tableau *page 203*.

Le réglage de l'oscillateur est effectué comme nous l'avons indiqué précédemment.

**62. Montage avec lampe à écran.** — La puissance de haute fréquence que peut fournir le montage à triode est limitée, nous l'avons dit, par l'amplitude de la tension de haute fréquence transférée au circuit grille et qui se trouve appliquée au cristal. Cette tension est toujours élevée puisque la capacité plaque-grille d'une triode est grande et qu'il faut réaliser une réaction grille relativement importante à cause de la grande excitation grille généralement nécessaire au fonctionnement des triodes.

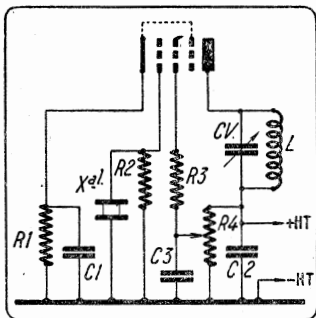


FIGURE 139. — Schéma d'un oscillateur quartz à pentode.

Xal : Cristal.

R1 : 250 ohms (2 watts).

R2 : 50.000 ohms (2 watts).

R3 : 5.000 ohms (3 watts).

R4 : 50.000 ohms (10 watts).

C1, C2, C3 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

Pour la H.T., à utiliser avec chaque type de lampe, voir le texte.

Les lampes à écran, au contraire, présentent une faible capacité plaque-grille et possèdent une sensibilité élevée. Elles sont donc intéressantes pour servir d'oscillatrices sur des montages quartz délivrant une plus grande puissance que celle fournie par les montages à triode (*figure 139*).

On utilise, parmi les lampes à écran, les pentodes et les lampes à concentration électronique, dont il existe une grande variété dans les séries de lampes de puissance pour réception :

EL3, EL5, EL6, 42, 47, 6F6, 6V6G, 6L6G, etc... Dans les séries pour émission, il existe également des lampes convenant parfaitement au montage d'un oscillateur quartz : 802, OS 12/500, etc...

FIGURE 140. — Montage d'un oscillateur quartz avec lampe 6V6G.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence.

C1, C2 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 25.000 ohms (1 watt).

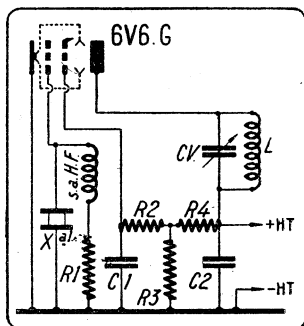
R2 : 5.000 ohms (1 watt).

R3 : 10.000 ohms (2 watts).

R4 : 10.000 ohms (10 watts).

H.T. : 300 volts.

Le potentiomètre d'écran peut être remplacé par une simple résistance série de 10.000 ohms (5 watts).



Un cristal monté avec un oscillateur équipé d'une pentode est traversé par un courant de haute fréquence moins intense que dans le montage équivalent à triode. On peut donc augmenter la tension anodique de la lampe sans dépasser la limite de sécurité du fonctionnement du cristal : la puissance de haute fréquence fournie est plus grande avec une pentode qu'avec une triode.

Cependant, lorsque l'on utilise des lampes ordinaires de réception, on ne peut adopter d'ordinaire, à cause de la construction même de la lampe, que la tension anodique maximum correspondant au fonctionnement en amplificatrice basse fréquence. Les pentodes EL3, EL5, etc... 42, 47, etc... sont alimentées sous une tension anodique de 250 volts. La tension écran est comprise entre 100 et 125 volts et la résistance cathodique est supprimée.

FIGURE 141. — Montage d'un oscillateur quartz avec lampe à concentration électronique.

R1 : 400 ohms (2 watts).

R2 : 100.000 ohms (2 watts).

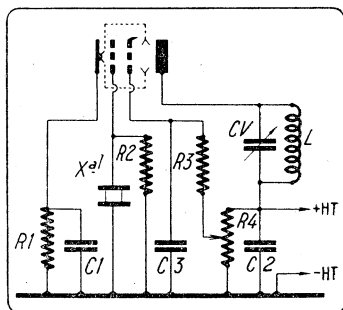
R3 : 5.000 ohms (2 watts).

R4 : 50.000 ohms (10 watts).

C1, C2, C3 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

Avec une lampe 6L6 : H.T. :

400 volts : 1 plaque : 45 mA. Tension écran réglée à 250 volts. Courant écran : 7 à 10mA.



Les lampes à concentration électronique 6V6G peuvent être utilisées sous 300 volts plaque et 150 volts écran (figure 140). Les types 6L6G, sous 400 volts plaque et 250 volts écran (figure 141). Les lampes spéciales pour émission 807, OS 12/500 sous 500 volts. La résistance de la polarisation cathodique est indispensable : sa valeur est comprise entre 200 et 400 ohms.

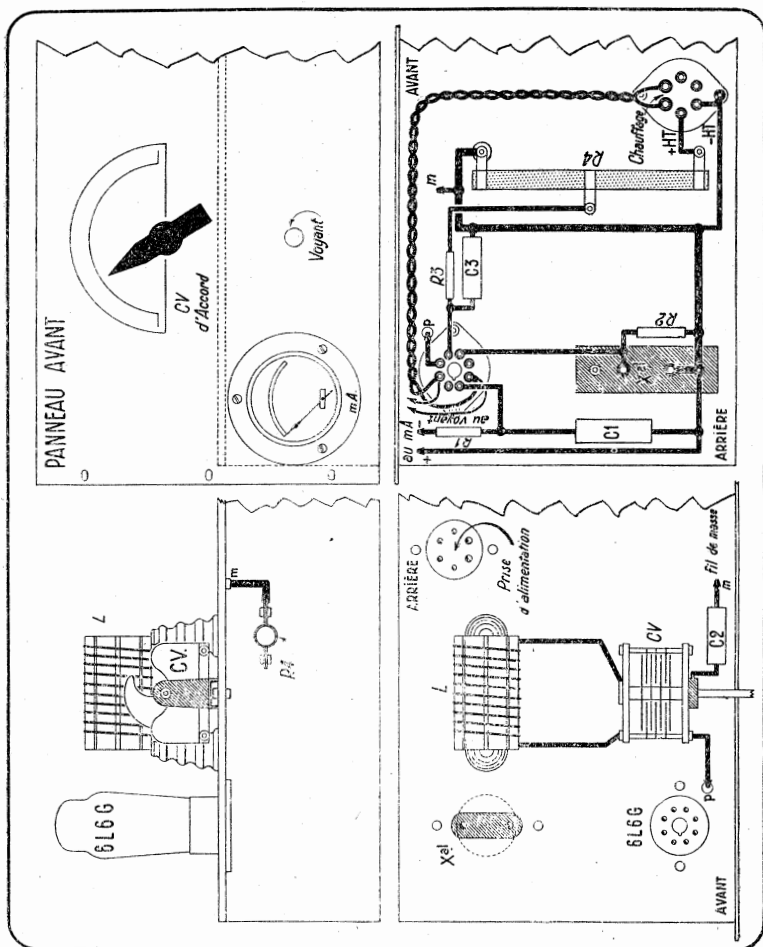


FIGURE 142. — Exemple de montage d'un oscillateur quartz avec lampe 6L6G (schéma de la FIGURE 141).

La résistance de grille R2 des montages précédents possède généralement une valeur de 50.000 ohms, mais il peut être nécessaire de l'augmenter dans certains montages.

La tension d'écran est prise sur un potentiomètre R4 shuntant la source de haute tension. Avec un montage à lampes de réception, on peut toujours adopter un diviseur de tension de 50.000 ohms, modèle au carbone pouvant dissiper 10 watts.

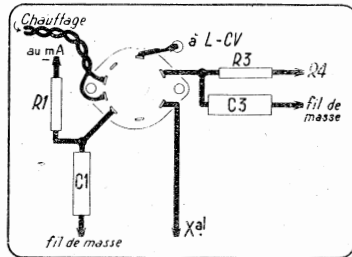
La résistance R3 est montée en série dans le circuit d'écran pour constituer un arrêt H.F. disposé immédiatement à la sortie de la lampe. Sa valeur n'est pas critique. Nous avons adopté 5.000 ohms.



L'alimentation de l'écran peut être réalisée en employant une résistance série montée vers le *plus* H.T. (R3 supprimée). Une résistance ajustable de 50.000 ohms convient d'ordinaire avec les pentodes de réception, et 10.000 ohms avec les 6V6G et les 6L6G. Ces valeurs ne sont toutefois qu'approximatives et devront être déterminées exactement au moment de la mise au point afin d'obtenir les tensions de fonctionnement indiquées précédemment.

Les caractéristiques des bobinages à utiliser sont détaillées dans le tableau de la page 203.

FIGURE 143. — Avec lampe à culot P35, le câblage du support de lampe doit être modifié comme ci-contre.



Le réglage du montage est effectué comme nous l'avons indiqué précédemment \*.

Un exemple de réalisation du montage avec lampe 6L6G est représenté en détail figure 142. Le câblage correspond au schéma de la figure 141. Il doit être modifié selon la figure 143, lorsque la lampe employée est une pentode européenne à culot P.35.

La figure 144 donne un autre exemple de montage d'oscillateur à quartz. Celui-ci convient plus particulièrement pour être substitué à un V.F.O. Il fonctionne sur 80 mètres. La puissance H.F. qu'il délivre est recueillie par une ligne bifilaire torsadée ou de préférence, un câble coaxial (A-B). Elle peut être dosée en agissant sur P qui fait varier la tension de fonctionnement de l'écran du tube.

Un « jack de mesure » est prévu dans le circuit de cathode. Il peut servir soit à mesurer le débit cathodique de la lampe (environ 25 mA sous 300 volts), soit à effectuer la manipulation de l'oscillateur par coupure du circuit de cathode.

**63. Montage Tri-Tet.** — L'oscillateur Tri-Tet a été ainsi désigné par les Américains puisqu'il est comparable à un montage TRIode + TETrode. Il l'a été pour la première fois décrit par J.-J. Lamb dans le QST de l'A.R.R.L.

Il est fréquemment employé car il permet, à l'aide d'une seule lampe, d'obtenir une oscillation assez puissante dont la fréquence est double de celle du cristal. En d'autres termes, le montage Tri-Tet est un oscillateur quartz-doubleur de fréquence à lampe unique.

\* Voir page 197.

L'oscillateur Tri-Tet dont le schéma est représenté *figure 145* ressemble à première vue à un oscillateur ordinaire auquel

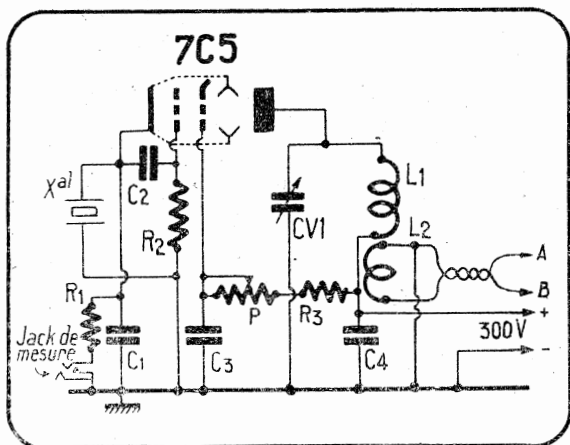


FIGURE 144. — Montage oscillateur à quartz avec réglage de la puissance H.F. de sortie.

Valeur des éléments :

- |  |   |
|--|---|
| R1 : 150 ohms (2 watts)  | C1 : 250 $\mu\mu\text{F}$ (mica)            |
| R2 : 100.000 ohms (0,5 watt)   | C2 : 40 $\mu\mu\text{F}$ (mica)             |
| R3 : 10.000 ohms (2 watts)   | C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)         |
| Xa1 : cristal 80 mètres  | C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)         |
| P : 10.000 ohms (bobiné)   | CV1 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air). |
| L1 : 52 spires jointives de fil 5/10 émaillé sur mandrin de 2,5 cm de diamètre.  |   |
| L2 : 2 spires de fil 6/10 sous coton ou soie bobinées sur le même mandrin que L1, à 5 mm de l'extrémité de L1 reliée à C4. |   |

on aurait adjoint un circuit oscillant accordé en série entre la cathode et la masse. En réalité, ce n'est pas sous cette forme qu'il convient d'examiner le montage Tri-Tet.

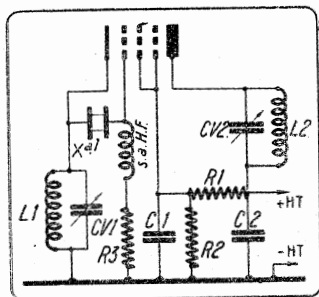


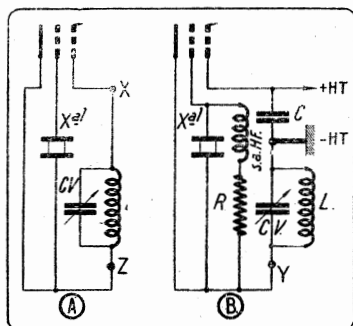
FIGURE 145. — Oscillateur à quartz, montage Tri-tet.

La lampe à écran ou la pentode peut être considérée, ainsi que nous l'avons déjà fait pour l'explication du fonctionnement d'un montage E.C.O., comme comprenant un élément

triode constitué par la cathode, la grille et l'écran de la lampe et d'un autre élément couplé électriquement au premier.

L'élément triode peut servir au montage d'un oscillateur quartz ordinaire dont le schéma théorique est représenté *figure 146 A*, où aucune source d'alimentation n'est figurée. D'ordinaire la source anodique de haute tension est montée en série dans le circuit anodique, au point Z du schéma. La polarisation grille est obtenue en parallèle au moyen d'une résistance qui shunte le cristal.

FIGURE 146. -- dans le montage normal, la prise de masse peut être réalisée en un point quelconque, sans que cette modification change le principe même de l'oscillateur.



L'alimentation anodique de la triode oscillatrice quartz est réalisée différemment dans le montage Tri-Tet. Elle est faite en série au point X du schéma, ce qui donne pratiquement la disposition de la *figure 146 B*, l'écran, jouant le rôle de plaque pour l'oscillateur, se trouve donc au potentiel HF nul de la masse, à laquelle il est relié par la capacité C. Par contre, la cathode ainsi que les deux électrodes du cristal et la résistance de polarisation R ne sont pas à un potentiel H.F. nul, d'où l'obligation d'utiliser une lampe à chauffage indirect afin de ne pas compliquer la réalisation pratique.

Sur le schéma de la *figure 147*, la connexion Y n'est plus à la masse : c'est la raison pour laquelle on dit qu'un circuit oscillant supplémentaire est utilisé dans le montage Tri-Tet, entre la cathode et la masse. En réalité, ce circuit constitue le circuit d'utilisation de l'oscillateur placé, à cause du mode d'alimentation, vers la cathode au lieu d'être relié directement à l'écran ; il se trouve toujours dans le circuit plaque-cathode de l'oscillateur triode.

Le second élément que l'on considère pour le fonctionnement du montage Tri-Tet est la lampe à écran qui a pour cathode et grille les électrodes qui jouent ce même rôle dans l'oscillateur triode. La plaque est couplée électriquement aux circuits de l'oscillateur. Elle est néanmoins séparée électrostatiquement des autres électrodes puisque l'écran conserve vis-à-vis de la plaque son rôle d'écran, étant découplé à la masse (dont il possède le même potentiel H.F.).

La comparaison de l'oscillateur Tri-Tet avec le montage similaire à deux lampes n'est pas rigoureusement exacte : si deux lampes couplées comme le représente la *figure 108* étaient utilisées, les pertes dues aux circuits de grille plus longs, aux

capacités interélectrodes plus grandes seraient accrues et le rendement du montage serait évidemment moins élevé qu'avec une seule lampe.

Par ailleurs, l'élément triode servant d'oscillateur dans la lampe à écran n'est pas une triode ordinaire puisque l'électrode utilisée comme anode est en réalité un écran. En particulier, son coefficient d'amplification est faible.

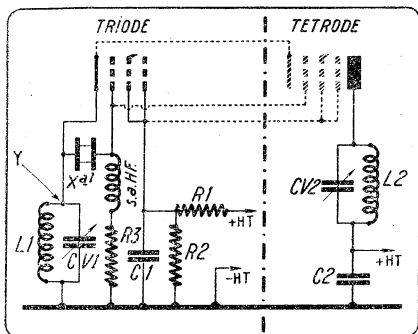


FIGURE 147. — Le montage Tri-Tet est ainsi désigné, car il est comparable à celui que l'on obtiendrait en utilisant une Triode et une TETrode.

Le montage avec lampe unique équivaut donc à celui d'un oscillateur avec triode à faible coefficient d'amplification et amplificatrice à écran à grand coefficient d'amplification. Sous ces conditions, l'oscillateur fournit une très grande excitation haute fréquence de grille et une polarisation correspondante très négative. Or, la lampe à écran fonctionne avec les mêmes excitation et polarisation de grille élevées puisque le circuit grille est commun aux deux lampes : il s'ensuit de grandes distorsions au cours de l'amplification. L'oscillation de sortie est très riche en harmoniques.

C'est à cause de ces conditions particulières de fonctionnement réalisées automatiquement que le montage Tri-Tet peut servir, de même que le montage E.C.O., très efficacement en montage oscillateur-doubleur de fréquence.

L'inconvénient, commun à tous ces montages monolampes à plusieurs fonctions, est que l'un des circuits accordés est disposé en série dans le circuit cathodique, donc commun, au circuit de toutes les électrodes.

Dans le montage Tri-Tet, le circuit accordé cathodique se trouve en particulier monté en série avec le circuit anodique d'utilisation. C'est la raison pour laquelle on déconseille fréquemment d'utiliser le Tri-Tet en oscillateur ordinaire puisque, sous certaines conditions, il se comporte comme un auto-oscillateur à circuits de grille et de plaque accordés. En réalité, le montage Tri-Tet peut très bien fonctionner sur fondamentale — si l'on observe certaines précautions indispensables sur lesquelles il importe d'insister — car il possède même certains avantages sur le montage ordinaire.

COMPARAISON DU MONTAGE A CRISTAL ORDINAIRE AU TRI-TET. — Il est intéressant de comparer en détail les deux montages tant sous le rapport de la stabilité de fréquence que sous celui

de la puissance de sortie qu'ils sont capables de procurer lorsqu'ils sont montés avec des lampes semblables. On y trouve des indications utiles pour le réglage de chaque dispositif et en particulier pour le Tri-Tet fonctionnant sur fondamentale.

Dans le montage ordinaire (*figure 132*), l'oscillation se produit lorsque le circuit accordé anodique est réglé sur une fréquence légèrement supérieure à celle du cristal. La réaction du circuit plaque sur le circuit grille s'effectue à travers la capacité anode-grille de la lampe. La fréquence des oscillations est celle pour laquelle la réactance du circuit complet est nulle : elle est très proche de la fréquence du cristal.

Lorsque la réactance de l'un quelconque des éléments du montage change, la fréquence des oscillations varie de telle sorte que la réactance totale soit toujours égale à zéro. Naturellement cette dernière variation demeure relativement faible, du fait même de l'extrême syntonie du cristal, comparée à celle d'un circuit accordé ordinaire.

La variation de fréquence qui se produit en accordant le circuit anodique ou suivant la charge imposée au pilote est due à la variation de la réactance de capacité du circuit d'entrée. On montre en effet que la capacité grille-cathode shuntant le cristal \* est modifiée lorsque la charge anodique varie et ce d'autant plus que le facteur d'amplification de la lampe est grand.

La variation de fréquence avec les tensions d'alimentation anodique et de chauffage n'est pas absolument négligeable. De même celle qui se produit par l'échauffement du cristal lorsqu'il est traversé par un courant oscillatoire important.

Toutes ces raisons font donner la préférence aux lampes à écran (pentodes ou lampes à concentration électronique) car elles possèdent une faible capacité grille-plaque ; leur résistance interne ne varie guère avec la tension anodique (alimentation potentiométrique d'écran) et il suffit d'une faible tension grille pour les exciter.

Remarquons que plus la tension aux bornes du circuit anodique est élevée, plus la réaction du circuit anodique sur le cristal est grande. La tension H.F. appliquée au cristal est donc la plus grande quand l'impédance du circuit anodique est maximum, c'est-à-dire lorsqu'il est réglé au minimum du courant continu anodique et qu'il n'est pas chargé. Lorsque la charge est appliquée, la tension H.F. aux bornes du cristal diminue ; mais il peut arriver que la réaction ne soit plus suffisante pour entretenir les oscillations. Le quartz décroche lorsque l'oscillateur est trop chargé et fournit une puissance de sortie trop élevée.

Il y a donc lieu d'adopter une charge anodique moyenne qui assure un régime de sécurité au cristal avec une stabilité

---

\* Il faut considérer non seulement la capacité interne de la lampe qui serait presque négligeable, mais la capacité  $C'$  résultant de la capacité parasite grille-plaque, puisque celle-ci a le même effet, comme nous l'avons déjà expliqué, qu'une capacité bien plus grande qui serait située entre grille et cathode. On a  $C' = C_{ag}(1+A)$ ,  $A$  étant le gain de l'étage. Voir nota \*\* pages 155 et 317.

suffisante des oscillations, même pour une faible augmentation éventuelle de la charge d'utilisation, toujours possible en fonctionnement normal.

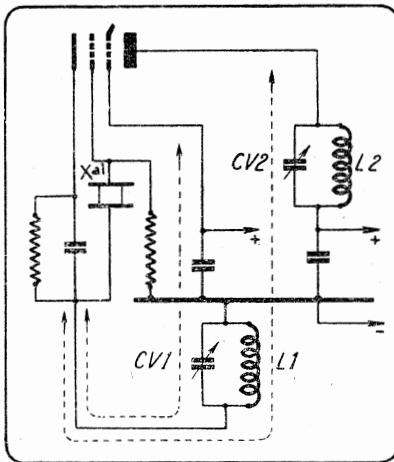


FIGURE 148. — Dans le montage tri-tet le circuit accordé cathodique L1-CV1 qui se trouve à la fois dans le circuit d'écran constituant l'anode de l'oscillateur, et dans le circuit anodique d'utilisation, crée une impédance de couplage provoquant une réaction qui augmente lorsque le circuit d'utilisation L2 - CV2 est chargé.

Le fonctionnement du montage Tri-Tet est très différent. L'oscillateur quartz est monté avec la triode constituée par la cathode, la grille et l'écran. Le circuit accordé L1-CV1 se trouve dans le retour H.F. (figure 148) à la fois pour la grille, l'écran et la plaque. La capacitance grille-écran assure le couplage de réaction. Lorsque L1-CV1 présente une réactance inductive, le circuit fonctionne en oscillateur avec l'écran comme anode oscillatrice.

Mais il se produit en outre une réaction additionnelle du fait que L1-CV1 est parcouru par le courant H.F. du circuit anodique réglé par L2-CV2 sur la fréquence du cristal. Si ce dernier circuit n'est pas chargé, son impédance est maximum : il agit comme un bouchon et le courant de haute fréquence dans le circuit est très petit. La réaction supplémentaire est faible. Au contraire, s'il est chargé, son impédance diminue : le courant H.F. augmente dans le circuit anodique et par conséquent à travers L1-CV1. Le couplage additionnel intervient et augmente la réaction, donc aussi l'excitation dans le circuit grille.

Il résulte de ceci que le montage Tri-Tet fonctionnant sur fondamentale se comporte exactement de façon inverse au montage ordinaire. L'excitation du cristal augmente avec la charge anodique : aucun décrochage ne risque de se produire pour une augmentation occasionnelle de celle-ci. La puissance de sortie peut être relativement élevée. La tension de haute fréquence appliquée au cristal est minimum en l'absence de charge et augmente avec celle-ci.

La seule condition pour que le montage fonctionne ainsi est que L1-CV1 présente une réactance inductive toujours suffisante. Ce circuit doit être accordé sur une fréquence largement supérieure à celle de l'oscillation fondamentale du cristal.

En général, la self de cathode doit être bien moins grande que la self plaque que l'on emploierait dans le circuit anodique avec le montage ordinaire. Les valeurs optima de L1-CV1 sont du reste différentes pour chaque type de lampe. On utilisera ainsi avec un cristal 80 mètres, une self de cathode d'environ  $3,5 \mu\text{H}$  avec une lampe 6L6, 6L6G ou RK-25 ;  $6 \mu\text{H}$  avec les 807, 802, RK-39, la capacité maximum d'accord CV1 étant constituée dans les deux cas par un condensateur variable de  $100 \mu\mu\text{F}$  au minimum. La self anodique de ces deux montages atteint par contre 15 à  $25 \mu\text{H}$  avec un condensateur de  $100 \mu\mu\text{F}$  pour le fonctionnement sur fondamentale et  $25 \mu\text{H}$  sur harmonique 2.

Eviter d'accorder le circuit cathodique sur l'harmonique 2 du cristal (avec la self  $3,5 \mu\text{H}$ , pour environ  $50 \mu\mu\text{F}$  de CV1) : on s'en aperçoit aisément par la réduction sensible de la puissance de sortie provoquée par ce réglage régulier. Se tenir de l'un ou l'autre côté de ce réglage, à la position la plus favorable qui correspond au minimum d'excitation du cristal (minimum d'éclairement de l'ampoule fusible de protection).

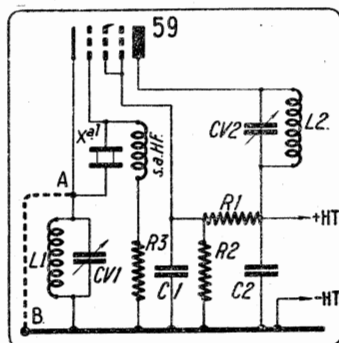
Les mêmes remarques s'appliquent lorsque le montage Tri-Tet fonctionne sur harmonique 2. Il faut toujours adopter un condensateur de capacité relativement élevée pour l'accord du circuit cathodique. La self cathodique pour une gamme donnée doit être en général celle que l'on utiliserait avec un oscillateur quartz ordinaire sur la gamme harmonique : ainsi la self de plaque d'un étage quartz fonctionnant sur 80 mètres peut servir de self de cathode pour un montage Tri-Tet fonctionnant sur 40 mètres.

FIGURE 149. — Montage Tri-Tet avec lampe 59.

Kal : cristal.  
S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.  
C1, C2 :  $10.000 \mu\mu\text{F}$ .  
R1 :  $10.000 \text{ ohms}$ .  
R2 :  $7.000 \text{ ohms}$ .  
R3 :  $50.000 \text{ ohms}$  (1 watt).  
HT : 350 volts.

La tension d'écran est de 100 volts.

NOTA. — Lorsque le court-circuit AB est réalisé (en court-circuitant CV1 par exemple), le montage est celui d'un oscillateur ordinaire à quartz.



Le montage Tri-Tet peut très aisément être utilisé en oscillateur quartz ordinaire, suivant le schéma de la figure 101. Il suffit de court-circuiter le circuit oscillant cathodique, comme le représente la figure 149 donnant le schéma d'un oscillateur Tri-Tet avec lampe 59\*.

\* Pratiquement ce court-circuit peut être très simplement réalisé en déformant l'une des lampes mobiles de CV1 de telle sorte qu'en fin de course, elle vienne en contact avec les lames fixes.

COMBINAISONS POSSIBLES AVEC LE MONTAGE TRI-TET. — On peut réaliser différentes combinaisons avec le montage Tri-Tet suivant la fréquence du cristal dont on dispose pour obtenir un étage pilote fonctionnant sur fondamentale ou harmoniques.

FONCTION- NEMENT sur	CRISTAL	CIRCUIT oscillant cathodique	CIRCUIT oscillant anodique
160 mètres	1.715 — 2.000 Kc/s	court-circuit	160 mètres
80 mètres	1.750 — 1.817,5 Kc/s	160 mètres	80 mètres
	1.842,5 — 1.975 Kc/s		
40 mètres	3.500 — 3.635 Kc/s	court-circuit	40 mètres
	3.685 — 3.950 Kc/s		
20 mètres	3.500 — 3.650 Kc/s	80 mètres	40 mètres
	7.000 — 7.300 Kc/s		
10 mètres	7.000 — 7.200 Kc/s	40 mètres	20 mètres
	14.000 — 14.400 Kc/s		
10 mètres	14.000 — 15.000 Kc/s	20 mètres	10 mètres
	18.000 — 30.000 Kc/s		
		court-circuit	

Dans ce tableau, nous avons indiqué dans chaque cas particulier d'utilisation les limites entre lesquelles doit être comprise la fréquence du cristal pour que l'émission se trouve dans les gammes indiquées de fréquences.

Les caractéristiques des bobinages sont données dans le tableau ci-contre.

Les réglages de l'oscillateur Tri-Tet se font évidemment de la même façon que ceux d'un oscillateur ordinaire lorsque le circuit oscillant cathodique est court-circuité.

Lorsque le Tri-Tet fonctionne en oscillateur-doubleur, avec lampe 6L6G par exemple (figure 150), on le règle de la façon suivante. On accorde CV1 à environ 75 % de la graduation totale du cadran du condensateur et CV2 vers 20 % de la graduation totale du cadran. L'alimentation est appliquée à la lampe (chauffage et haute tension). Toutefois, il est prudent de débiter avec une tension anodique réduite (250 volts au

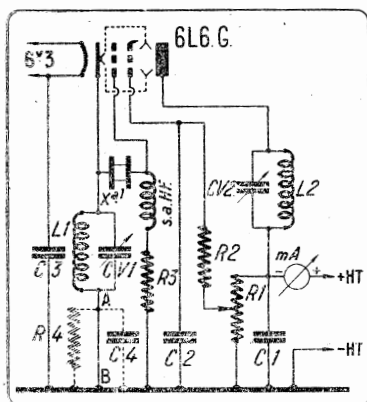


## CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES POUR UN OSCILLATEUR TRI-TRET

(Schéma de la figure 150).

FONCTIONNEMENT SUR →	Gamme 160 mètres	Gamme 80 mètres	Gamme 40 mètres	Gamme 20 mètres	Gamme 10 mètres
	1.775 Kc/s	3.550 Kc/s	7.100 Kc/s	14.200 Kc/s	28.400 Kc/s
Enroulement du C.O. de cathode (L1).					
Diamètre du bobinage .....	en	40 mm.	40 mm.	40 mm.	40 mm.
Diamètre du fil .....	court- circuit	6/10 2 c. s.	10/10 émail	10/10 émail	12/10 émail
Nombre de spires .....		25 spires	12 spires	7 spires	4 spires
Longueur de l'enroulement .....		4 cm.	4 cm.	3 cm.	3 cm.
Capacité d'accord du C.O. de cathode (CV1).					
		200 $\mu\mu$ F	150 $\mu\mu$ F	100 $\mu\mu$ F	50 $\mu\mu$ F
Enroulement du C.O. de plaque (L2).					
Diamètre du bobinage .....	40 mm.	40 mm.	40 mm.	40 mm.	40 mm.
Diamètre du fil .....	5/10 2 c. s.	10/10 émail	10/10 émail	10/10 émail	12/10 émail
Nombre de spires .....	78 spires	38 spires	20 spires	9 spires	5 spires
Longueur de l'enroulement .....	spires joint.	spires joint.	4 cm.	3 cm.	3 cm.
Capacité d'accord du C.O. de plaque (CV2).					
	150 $\mu\mu$ F	100 $\mu\mu$ F	50 $\mu\mu$ F	35 $\mu\mu$ F	25 $\mu\mu$ F

Heu de 400 volts) et en opérant avec précaution car, pour certains réglages des condensateurs, l'intensité du courant qui traverse le cristal peut devenir excessive. Si l'on ne procède pas avec précaution, le cristal peut être irrémédiablement brisé au premier essai.



La connexion A-B est supprimée au moment des essais et R4, shuntée par C4, est intercalée dans le circuit.

On règle rapidement CV2 de façon à obtenir le minimum d'intensité du courant anodique qui indique la résonance du

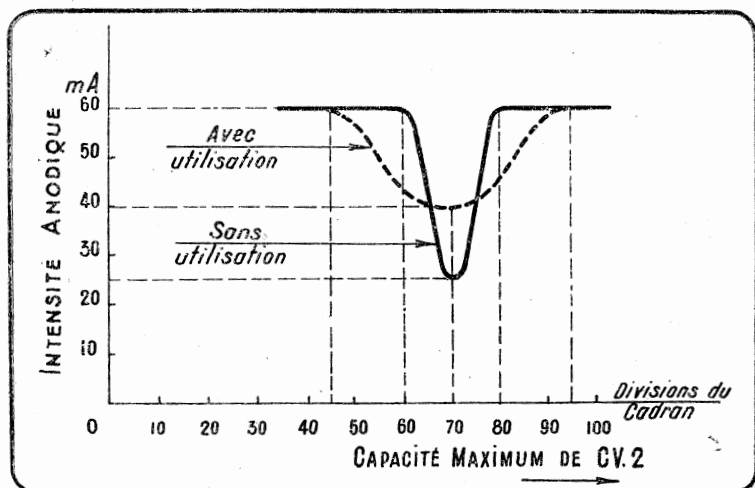


FIGURE 151. — Variation du courant plaque d'un montage Tri-Tet, en fonction de l'accord du condensateur variable de plaque.

circuit oscillant L2-CV2. En touchant l'extrémité plaque de la self L2 avec une lampe à néon, ou en approchant du bobinage une boucle de Hertz, on doit obtenir une indication lumineuse

FIGURE 150. — Montage Tri-Tet ordinaire avec lampe 6L6G.

C1, C2, C3, C4 : 10.000  $\mu\text{mF}$  (mica).

Xal : cristal.

S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : diviseur de tension 50.000 ohms (10 watts).

R2 : 5.000 ohms (5 watts).

R3 : 100.000 ohms (1 watt).

R4 : 100 ohms (2 watts).

HT : 400 volts.

NOTA. — Le diviseur de tension R1 peut être remplacé par une simple résistance de 25.000 ohms (10 watts) montée entre le point commun à l'écran et C2, et le plus HT. Dans ce cas R2 est supprimée.

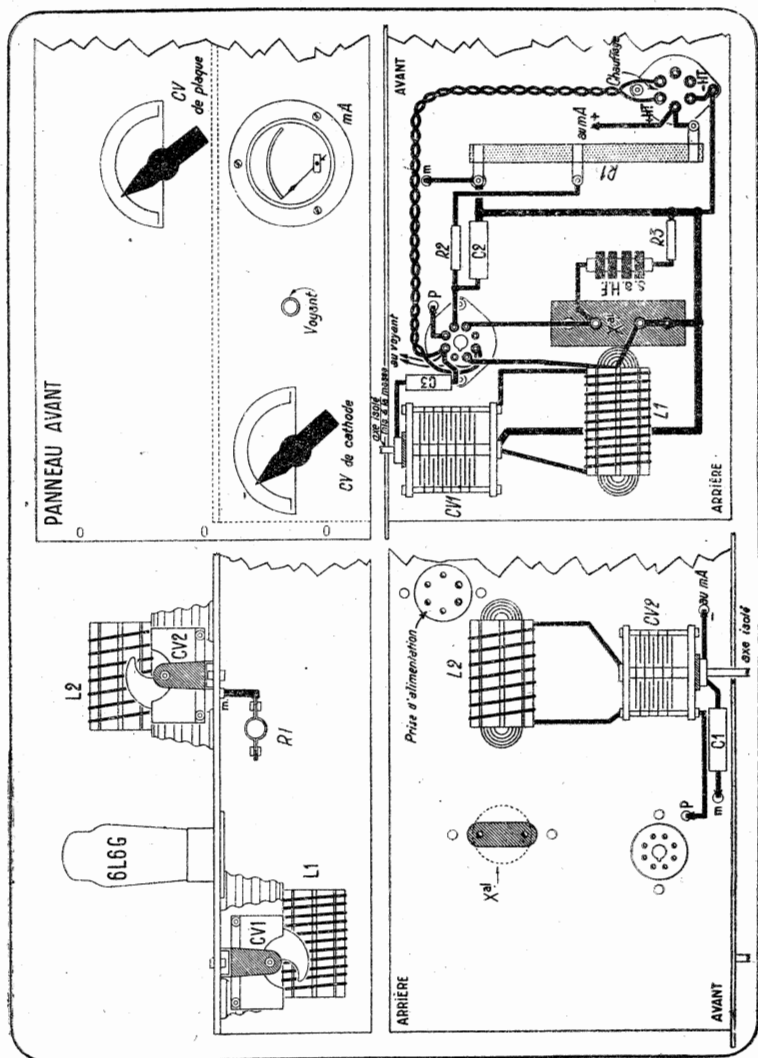


FIGURE 152. — Exemple de montage d'un oscillateur Tri-Tet avec lampe 6L6G (schéma de la FIGURE 150).

montrant que le cristal oscille. Il suffit ensuite de régler CV1 de façon à réaliser le maximum d'éclat lumineux à l'indicateur.

Le réglage trouvé par CV2 peut être différent (figure 151) suivant que l'oscillateur fonctionne isolément ou relié à un circuit d'utilisation (antenne ou étage suivant).

Le réglage de CV1 paraît toujours assez flou, mais, en réalité, nous avons vu qu'il a une très grande importance sur la

valeur du courant de haute fréquence qui traverse le cristal. On doit utiliser la capacité CV1 la plus grande possible, même si la puissance de sortie s'en trouve quelque peu réduite, car on diminue ainsi le courant de haute fréquence traversant le quartz : on réduit son échauffement et on évite les risques de brisure.

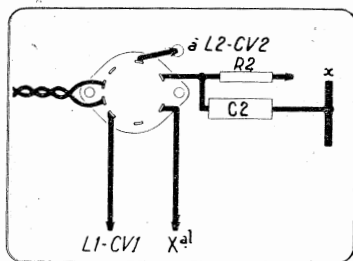


FIGURE 153. — Avec lampe à culot P35, le câblage du support doit être modifié comme ci-dessus.

Par mesure supplémentaire de sécurité, on peut monter en série avec le cristal une faible capacité ajustable à air de 100  $\mu\text{F}$  et la régler de façon que l'intensité HF disponible au circuit de plaque commence à décroître légèrement : on obtient ainsi une réduction notable de l'intensité du courant de haute fréquence à travers le cristal.

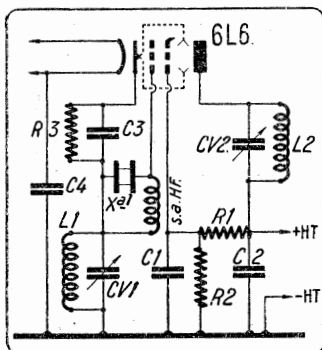


FIGURE 154. — Montage Tri-Tet avec lampe 6L6. Dans ce montage, la polarisation est réalisée par la résistance cathodique R3 tandis que le cristal est simplement shunté par la self d'arrêt haute fréquence S.a.HF sans aucune résistance de grille.

Xal : cristal.

S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.

C1, C2, C3 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 10.000 ohms (5 watts).

R2 : 50.000 ohms (5 watts).

R3 : 400 ohms (10 watts).

HT : 400 volts.

La tension d'écran est de 200 volts maximum.

Un exemple de réalisation du montage Tri-Tet avec lampe 6L6G est représenté en détail figure 152. Le câblage correspond au schéma de la figure 150. Il doit être modifié selon la figure 153 lorsque la lampe est une pentode européenne à culot P. 35.

Une variante au montage Tri-Tet normal est représenté figure 154. Il diffère du premier par le mode de polarisation réalisé dans le circuit cathodique au lieu d'être obtenu par résistance grille. Le courant de haute fréquence qui traverse le cristal est moindre avec cette variante qu'avec le montage ordinaire.

**64. Montage Tri-Tet à deux lampes.** — L'amateur américain Frank Lester W2AMJ a proposé un montage bilampe dérivant du Tri-Tet et présentant sur celui-ci les avantages suivants : plus grande richesse d'harmoniques, absence d'oscillations parasites et d'auto-oscillation intempestive, mise en œuvre et réglages très faciles.

La première lampe est une triode oscillatrice quartz avec plaque à la masse pour la H.F. (*figure 155*) et circuit d'utilisation L1-CV1 disposé dans le circuit de cathode.

Le couplage de celui-ci à la grille de la lampe suivante, une tétrode à concentration électronique, est réalisée par une liaison directe. La seconde lampe fonctionne en multiplicatrice de fréquence avec une polarisation cathodique élevée.

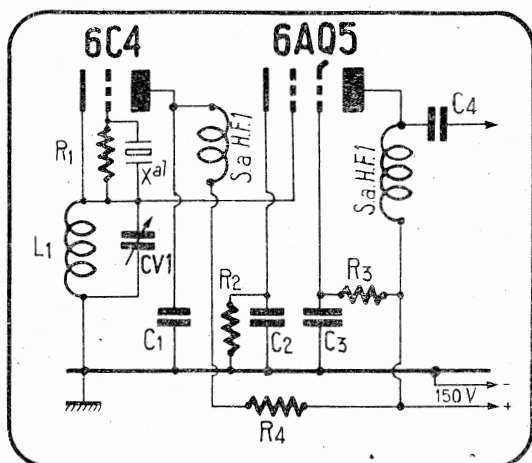


FIGURE 155. — Montage Les-Tet de W2AMJ comprenant un oscillateur quartz couplé par la cathode à un multiplicateur de fréquence.

Valeur des éléments :

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt)	C2 : 400 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 2.500 ohms (bobinée)	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 50.000 ohms (2 watts)	C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 10.000 ohms (1 watt)	CV1 : 140 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air).
C1 : 400 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	
L1 : 20 spires fil nu sur mandrin de 2 cm de diamètre.	
S.2.H.F.1 et S.2.H.F.2 : selfs d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).	

La sortie de la seconde lampe est apériodique (S.a.H.F.2). Le couplage à l'étage suivant s'effectue à travers C4 ; le circuit grille de l'étage attaqué doit être accordé sur l'harmonique du quartz recherché.

Le réglage du montage consiste à régler CV1 pour l'accrochage du quartz (5 mA environ de courant anodique pour la 6C4). Le tube 6AQ5 consomme alors environ 8 à 10 mA de courant cathodique, alors que ce même courant n'est que de 5 mA en l'absence d'oscillations du cristal (multiplicatrice de fréquence non excitée).

On remarque donc que lorsque le cristal n'oscille pas ou pour un mauvais réglage de CV1, il n'existe aucun risque de surcharge pour la lampe multiplicatrice. C'est encore un des avantages du montage Frank Lester.

**65. Montage oscillateur quartz à réaction cathodique.** — Ce montage connu également sous le nom de montage Jones consiste à créer une réaction entre le circuit de grille et de plaque d'un oscillateur à quartz ordinaire. Le couplage est insuffisant pour entretenir des oscillations propres, comme cela se produit par exemple dans un montage E.C.O.; convenablement réglé pour que la limite d'accrochage ne soit pas atteinte, mais voisine, il procure un accroissement de rendement appréciable principalement lorsque le montage fonctionne en oscillateur-doubleur.

Le couplage entre les circuits de grille et de plaque est réalisé par l'insertion d'une self d'arrêt haute fréquence S.a. H.F. dans le circuit cathodique (figure 156). La seule présence de cette impédance produirait une réaction suffisante pour que l'entretien des oscillations se produise même en l'absence du pilotage par cristal. On la réduit en découplant S.a.H.F. par un condensateur C1 dont la capacité est choisie de telle sorte que la réaction soit juste inférieure à celle qui correspond à la limite d'accrochage parasite.

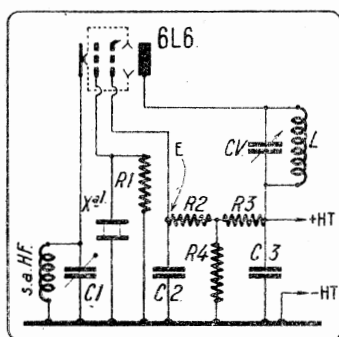


FIG. 156. — Montage d'un oscillateur quartz à réaction cathodique avec lampe 6L6.

Xal : cristal.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : 50.000 ohms (1 watt).

R2 : 5.000 ohms (5 watts).

R3 : 5.000 ohms (5 watts).

R4 : 50.000 ohms (5 watts).

C1 : 300  $\mu$ F (mica), à déterminer.

C2, C3 : 10.000  $\mu$ F (mica).

HT : 425 volts.

La tension d'écran est de 250 volts.

NOTA. — Le diviseur de tension R3 et R4 peut être remplacé par une simple résistance R reliant la

connexion E au + HT. R est de 15.000 ohms (5 watts).

Un oscillateur quartz à réaction continue d'osciller même lorsqu'une charge importante lui est appliquée : un oscillateur quartz sans réaction aurait déjà cessé d'osciller, même avec une charge plus faible. On peut donc obtenir une plus grande puissance H.F. de sortie d'un oscillateur à réaction que d'un oscillateur ordinaire monté avec la même lampe.

Mais l'emploi de la réaction cathodique est surtout intéressant dans un montage oscillateur-doubleur de fréquence, augmentant notablement le rendement de celui-ci. C'est dans cette application que réside l'intérêt du montage Jones.

Les lampes métalliques conviennent particulièrement bien au montage. L'enveloppe métallique doit être reliée à la broche cathode de la lampe afin de créer une certaine capacité entre

cathode et plaque. Si l'on utilise des lampes à ampoule de verre, cette capacité peut être réalisée au moyen d'un petit condensateur auxiliaire de 5 à 10  $\mu\text{F}$  branché entre cathode et plaque \*.

Le même montage peut fonctionner en quadrupleur de fréquence, en prévoyant en conséquence les caractéristiques du circuit oscillant anodique. Le rendement est toutefois moindre, surtout si le cristal est dans la bande 7 Mc/s ou au-dessus.

FIGURE 157. — Oscillateur quartz à réaction.

Xal : cristal.

S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : 50.000 ohms (1 watt). Voir texte.

R2 et R3 : division de tension 50.000 ohms (10 watts).

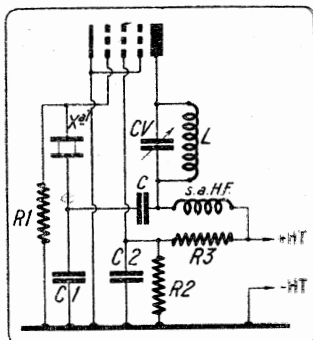
C : 2.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C1 : voir texte (1.000 à 4.000  $\mu\text{F}$ ).

C2 : 10.000  $\mu\text{F}$ .

HT : pour triode et pentode, 275 volts ; pour lampe à concentration électronique, 400 volts.

NOTA. — Dans le cas d'une triode, le montage est identique : seul le circuit d'écran est à supprimer



Le montage de la figure 156 peut fournir avec un cristal 3,5 Mc/s une puissance de sortie supérieure à 10 watts sur fondamentale ; approximativement la même puissance sur 7 Mc/s et encore 5 watts sur 14 Mc/s. Avec un cristal 7 Mc/s, la puissance est légèrement moindre, bien que supérieure à celle que l'on ne peut dépasser sans danger dans le montage Tri-Tet.

Dans tous les cas, si la réaction n'est pas excessive, l'intensité du courant de haute fréquence qui traverse le cristal demeure faible et acceptable, même pour la tension anodique maximum appliquée à la lampe.

Les caractéristiques des bobinages à employer avec cet oscillateur sont les mêmes que celles indiquées pour le montage normal (voir page 203).

Les réglages d'un oscillateur quartz doubleur de fréquence à réaction cathodique sont effectués de la façon suivante.

On couple une boucle de Hertz au circuit oscillant de plaque et on met la lampe en fonctionnement sous tension anodique réduite. L'intensité du courant anodique prend une certaine valeur qui demeure constante pour tous les réglages de CV, sauf pour une petite plage où elle tombe brusquement à un minimum pour remonter rapidement, tout comme s'il s'agissait d'un montage oscillateur normal. Au même moment, la

\* Pratiquement, on constitue cette capacité au moyen de deux fils torsadés isolés, de quelques centimètres de longueur, dont l'âme métallique est reliée, d'une part, à la douille cathode, d'autre part, à la douille plaque du support de lampe.

lampe de la boucle de Hertz s'illumine, indiquant l'entretien des oscillations.

La mise au point consiste alors à réduire progressivement la capacité de C1 à 250, 200, 150 cm., etc... jusqu'au dessus de la valeur pour laquelle les oscillations se produisent spontanément, sans contrôle du quartz.

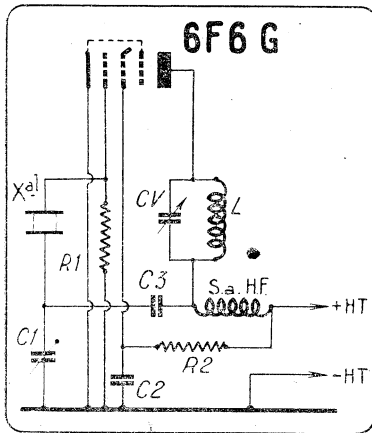


FIGURE 158. — Montage d'une 6F6 G en oscillatrice-doubleuse à réaction.

Xal : cristal.

R1 : 50.000 ohms (1 watt).

R2 : 10.000 ohms (10 watts).

C1 : 400  $\mu\text{F}$  (mica), capacité critique (ajustable).

C2 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 2.000  $\mu\text{F}$  (mica).

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence.

On s'aperçoit que la capacité est trop faible, c'est-à-dire que la réaction est trop forte, lorsque les oscillations prennent naissance quel que soit l'accord de CV. Le débit anodique demeure sensiblement constant quel que soit le réglage de CV et la lampe de la boucle de Hertz s'illumine constamment. Dans ce cas, augmenter la capacité de C1 pour rétablir le fonctionnement normal.

Une dernière précaution est de s'assurer que l'harmonique recueilli au circuit anodique est bien l'harmonique 2, en faisant une mesure à l'ondemètre.

VARIANTES. — Quelques variantes au montage Jones sont représentées figures 157 et 158.

Une triode 76 par exemple, alimentée sous 275 volts plaque, peut fournir une puissance haute fréquence de sortie de 2 à 3 watts sur harmonique ou fondamentale, sans que l'intensité du courant de haute fréquence traversant le cristal dépasse 60 mA. L'oscillateur fonctionne parfaitement avec tous les cristaux 160, 80... et même 10 mètres. Il peut être utilisé en oscillateur-doubleur de fréquence, même avec des cristaux qui oscillent difficilement sur d'autres montages.

Le couplage de réaction est réalisé au moyen de la capacité C1 commune aux circuits de grille et de plaque. Sa valeur doit être comprise entre 40 et 50  $\mu\text{F}$  pour un cristal 160, 80 ou 40 mètres et être plus faible, lorsque le cristal est un modèle 20 ou 10 mètres.

Le montage avec pentode fournit une puissance haute fréquence de sortie plus élevée, toujours sans danger pour le cristal. La capacité de C1 doit être plus grande avec pentode



qu'avec triode, puisque la lampe à écran fournit une plus grande amplification et qu'il suffit donc d'une moindre réaction créée par le condensateur entre le circuit de plaque et le circuit de grille pour obtenir le même effet de réaction. La capacité de C1 est comprise entre 250 et 400  $\mu\mu\text{F}$ ; on peut employer un condensateur variable de 0,5/1.000  $\mu\text{F}$  et utiliser son réglage pour doser la puissance haute fréquence de sortie fournie par l'oscillateur, fonctionnant normalement ou en oscillateur-doubleur.

La valeur de la résistance R1 n'est pas critique : 50.000 ohms convient avec des triodes et des pentodes ; 100.000 ohms semble préférable avec des lampes à concentration électronique 6V6G ou 6L6G.

La self d'arrêt haute fréquence S.a.H.F. est indispensable dans le circuit anodique pour permettre la réaction.

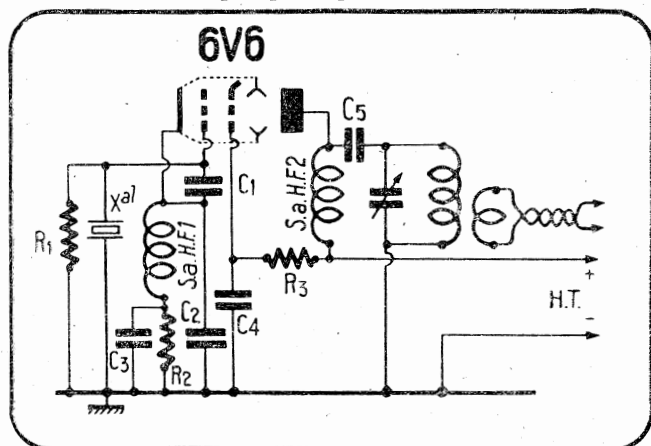


FIGURE 159. — Montage quartz à réaction fonctionnant en oscillateur ordinaire ou en doubleur de fréquence.

Valeur des éléments :

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt)	S.a.H.F. : selfs d'arrêt haute
R2 : 250 ohms (1 watt)	fréquence (2,5 mH)
R3 : 40.000 ohms (1 watt)	C1 : 25 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
HT : 300 volts (20 à 25 mA)	C2 : 250 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
La tension écran est d'environ	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
200 volts.	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	C5 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).

Pour fonctionnement sur 40 mètres : Xa1 : quartz 40 ou 80 mètres.

L : 15 spires de fil 8/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 35 mm pour occuper une longueur d'enroulement de 35 mm.

Pour fonctionnement sur 20 mètres : Xa1 : quartz 40 mètres.

L : 8 spires de fil 8/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 35 mm pour occuper une longueur d'enroulement de 35 mm.

D'autres montages découlent également du schéma de principe Jones. Ils utilisent une réaction cathodique dosée par des potentiomètres de capacités.

Le montage de la figure 159 utilise une lampe 6V6 qui peut fonctionner en oscillatrice ou en doubleuse de fréquence.

Pour obtenir une multiplication de fréquence plus élevée, il est avantageux d'utiliser un tube plus puissant : une 6L6 par exemple. Le montage de la *figure 160* procure d'excellents résultats. Il permet de couvrir par commutation, les gammes 80, 40 et 20 mètres sans avoir à changer de bobinage.

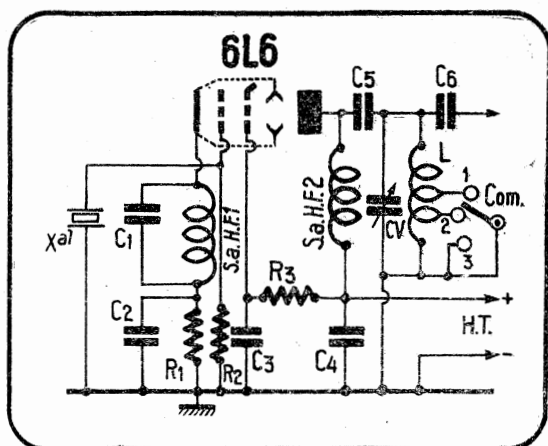


FIGURE 160. — Montage oscillateur-multiplieur de fréquence piloté par quartz utilisant une réaction cathodique.

*Valeur des éléments :*

- |                                     |                                     |
|-------------------------------------|-------------------------------------|
| R1 : 250 ohms (2 watts)             | C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica) |
| R2 : 100.000 ohms (0,5 watt)        | C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica) |
| R3 : 25.000 ohms (1 watt)           | C5 : 1.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)  |
| S.a.H.F.1 : self d'arrêt (750 mH)   | C6 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)    |
| C1 : 250 $\mu\mu\text{F}$ (mica)    | H.T. : 200 volts.                   |
| C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica) |                                     |
- L : self à prises pour couvrir les gammes 80 (pos. 3), 40 (pos. 2) et 20 mètres (position 1 du commutateur).  
 25 spires jointives de fil 65/100 émaillé bobinées sur mandrin de 25 mm de diamètre. Prises à la 9<sup>e</sup> et à la 18<sup>e</sup> spire à partir de l'extrémité reliée à la masse.

Un troisième montage avec tube miniature est donné *figure 161*, qui donne également d'excellents résultats pour le pilotage par quartz d'un émetteur.

Dans ce montage, le circuit d'accord se trouvant dans le circuit d'écran de la lampe, le couplage entre l'oscillateur et le circuit d'utilisation est réalisé électriquement.

**66. Montages divers.** — Quelques autres montages oscillateurs à quartz peuvent être réalisés : ils sont cependant moins employés dans l'émission à faible puissance.

On utilise fréquemment dans les oscillateurs de mesure le montage de la *figure 162*. L'oscillateur quartz est monté entre cathode, grille et écran, le circuit accordé L1-CV se trouvant dans le circuit de cette dernière électrode. Une simple résis-

tance ou une self d'arrêt haute fréquence sert à recueillir l'oscillation de sortie dans le circuit anodique.

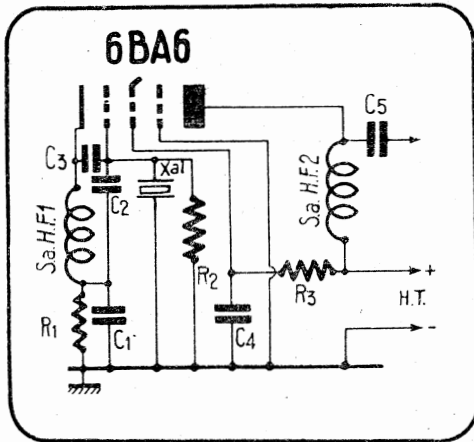


FIGURE 161. — Montage oscillateur quartz avec réaction cathodique, utilisant un tube miniature 6BA6.

Valeur des éléments :

- |                                     |  |
|-------------------------------------|--|
| C1 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)  | R1 : 300 ohms (0,5 watt)                                 |
| C2 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)    | R2 : 100 000 ohms (0,5 watt)                             |
| C3 : 15 $\mu\mu\text{F}$ (mica)     | R3 : 60.000 ohms (1 watt)                                |
| C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica) | HT : 240 volts   |
| C5 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)    | Sa.H.F. 1 et 2 : selfs d'arrêt haute fréquence (2,5 mH). |

Le montage est en quelque sorte similaire au montage Tri-Tel ; toutefois, le circuit accordé n'est pas commun du circuit

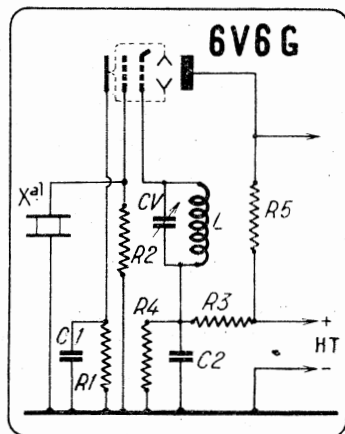


FIG. 162. — Montage oscillateur à cristal avec circuit accordé dans l'écran d'une 6V6G.

- Xa1 : cristal de quartz.  
 C1 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 R1 : 100 ohms (2 watts).  
 R2 : 50.000 ohms (1 watt).  
 R3 : 15.000 ohms (2 watts).  
 R5 : 10.000 ohms (2 watts) ou self d'arrêt haute fréquence.  
 R4 : 20.000 ohms (3 watts).  
 HT : 250 volts.

Ce montage est un montage cristal à couplage électronique.

anodique de la partie amplificatrice de la lampe. L'excitation du cristal n'augmente donc pas avec la charge ; il peut décro-



**CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES POUR UN OSCILLATEUR REINARTZ**  
(Schéma de la figure 163)

Fonctionnement sur →	Gamme 160 mètres	Gamme 80 mètres	Gamme 40 mètres	Gamme 20 mètres
	1.775 Kc/s	3.550 Kc/s	7.100 Kc/s	14.200 Kc/s
Enroulement du C.O. de cathode (L1).				
Diamètre du bobinage .....	38 mm.	38 mm.	38 mm.	38 mm.
Diamètre du fil .....	4/10 émail	5/10 2 c. s.	5/10 2 c. s.	5/10 2 c. s.
Nombre de spires .....	116	55	27	14
Longueur de l'enroulement .....	spires jointives	spires jointives	—	—
Capacité d'accord du C.O. de cathode (C).	100 $\mu\mu\text{F}$	100 $\mu\mu\text{F}$	100 $\mu\mu\text{F}$	100 $\mu\mu\text{F}$
Enroulement du C.O. de plaque (L2).				
Diamètre du bobinage .....	4 cm. 5	4 cm. 5	4 cm. 5	4 cm. 5
Diamètre du fil .....	6/10 2 c. s.	10/10 émail	10/10 émail	10/10 émail
Nombre de spires .....	70	34	16	8
Longueur de l'enroulement .....	5 cm.	5 cm.	4 cm.	4 cm.
Capacité d'accord du C.O. de plaque (CV2).	200 $\mu\mu\text{F}$	100 $\mu\mu\text{F}$	50 $\mu\mu\text{F}$	35 $\mu\mu\text{F}$

anode-cathode forment le diviseur de tension répartissant les tensions H.F. qui permettent le fonctionnement en oscillateur (figure 167).

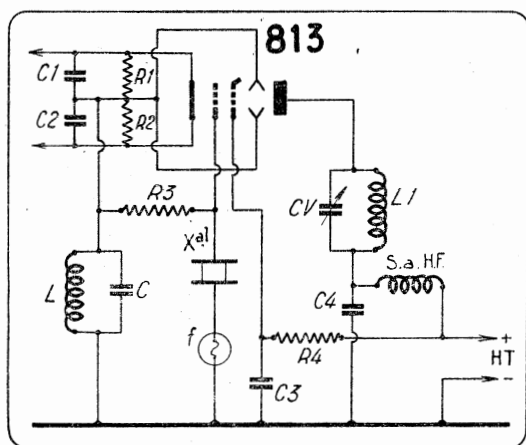


FIGURE 164. — Le montage Reinartz permet d'obtenir avec une lampe 813 un émetteur piloté monolampe de 150 watts ...

Valeur des éléments :

- Xal : cristal 40 mètres.
- f : lampe fusible 60 mA.
- C1 : 2.000  $\mu\text{F}$  (mica).
- C2 : 2.000  $\mu\text{F}$  (mica).
- C3 : 1.000  $\mu\text{F}$  (1.000 v. mica).
- C4 : 2.000  $\mu\text{F}$  (5.000 v. mica).
- R1 : 25 ohms (bobinée).
- R2 : 25 ohms (bobinée).
- R3 : 30.000 ohms (bobinée).
- R4 : 50.000 ohms (25 watts).
- L : 100 spires fil 5/10, 2 couches coton, sur mandrin de 32 mm. de diamètre.
- C : 100  $\mu\text{F}$  (mica).
- L1 : self 40 mètres (voir les données pour un oscillateur ordinaire).
- CV : 60  $\mu\text{F}$  (variable à air, tension de service 2.500 volts).

La capacité C2 de la figure 167 ajoutée entre grille et masse shunte Cgc : elle est destinée à diminuer l'excitation grille qui, avec une lampe à écran, ne doit pas être importante. Il peut même y avoir intérêt à utiliser une telle capacité (C3 de la figure 166) avec un montage à triode, afin de ne pas surcharger le cristal, comme cela se trouve du reste réalisé dans les montages des figures 168 et 170.

La réactance du circuit plaque-cathode doit être capacitive pour permettre l'oscillation. Lorsqu'un circuit accordé anodique est utilisé, il faut donc le régler sur une fréquence plus basse que celle du cristal.

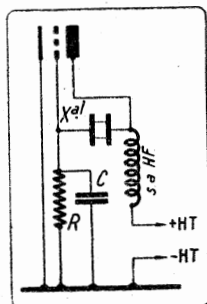
Un circuit accordé n'est pas nécessaire dans le circuit d'utilisation : une simple self d'arrêt haute fréquence com-

plète le montage. Elle peut même être remplacée par une résistance ordinaire au carbone.

FIGURE 165. — Montage oscillateur quartz Pierce avec triode (montage de principe).

- Xal : cristal.
- S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.
- R : 25.000 ohms (1 watt).
- C : 75  $\mu\text{F}$  (mica).
- HT : 175 volts.

NOTA. — La self d'arrêt haute fréquence peut être remplacée par une résistance de 30.000 ohms. Cette simplification réduit toutefois la puissance H.F. de sortie. La tension anodique peut alors être portée à 250 volts.

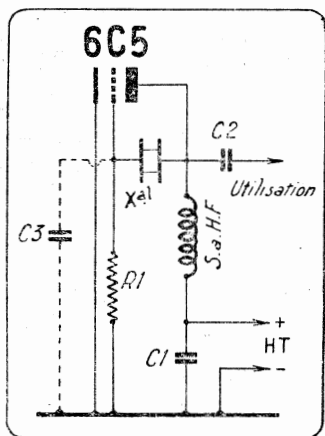


Le montage est donc excessivement simple ; il peut cependant fournir une puissance de sortie relativement grande pour un faible courant H.F. traversant le cristal.

On voit donc que pour réaliser un schéma Pierce, très peu d'éléments sont nécessaires, ce qui fait la faveur de ce montage. Il est très fréquemment utilisé dans les émetteurs de petite puissance sur ondes courtes. On le monte soit avec pentode (figure 168) soit avec triode.

FIGURE 166. — Montage oscillateur quartz Pierce à triode.

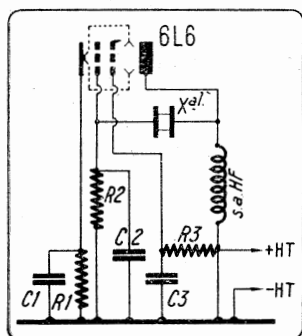
- Xal : cristal.
- S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence (peut être remplacée par une résistance de 10.000 à 50.000 ohms à condition d'augmenter la HT jusqu'à 300 volts).
- R1 : 25.000 ohms (1 watt).
- C1 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).
- C2 : 100  $\mu\text{F}$  (mica).
- C3 : 50 à 75  $\mu\text{F}$  (mica), peut être nécessaire pour réduire l'excitation grille (voir texte).
- HT : 175 volts maximum.



La triode double 6J6 en particulier permet un montage très compact d'un oscillateur-doubleur (figure 169).

Si l'on redoute d'appliquer directement la haute tension aux armatures du cristal, on peut monter en série avec celui-ci une capacité C2 de 10.000  $\mu\text{F}$  (mica). Ce condensateur empêche également un court-circuit de la haute tension à travers R, dans le cas où les électrodes du support de quartz viendraient en contact (figure 170).

Une caractéristique très intéressante du montage Pierce, réalisé soit avec triode, soit avec pentode, est qu'il permet une légère variation de la fréquence de fonctionnement du



La tension écran doit être de 90 volts.

NOTA. — On adoptera, avec une pentode 6F6, une tension plaque de 175 volts et une tension écran de 80 volts.

pilote par un moyen très simple. On peut la modifier en faisant varier la valeur de la capacité placée entre grille et masse.

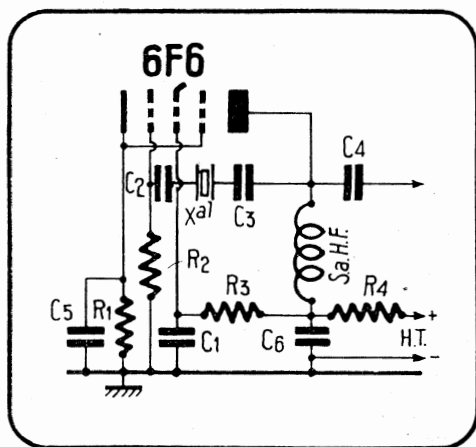


FIGURE 168. — Montage oscillateur Pierce avec pentode 6F6.

Valeur des éléments :

R1 : 1.000 ohms (0,5 watt)	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 50.000 ohms (0,5 watt)	C2 : 1.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 60.000 ohms (1 watt)	C3 : 1.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 50.000 ohms (3 watts)	C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
HT : 425 volts (courant cathodique : 50 mA)	C5 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)



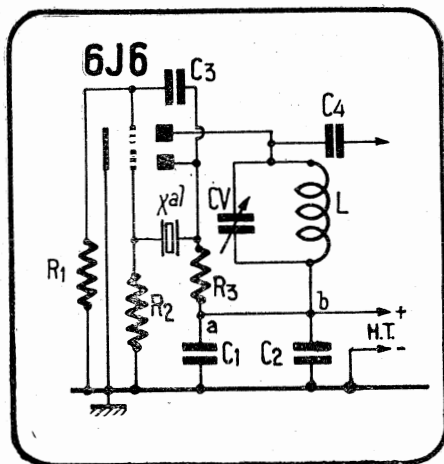


FIGURE 169. — Montage d'un oscillateur Pierce avec une double triode 6J6. La seconde triode fonctionne en doubleuse de fréquence.

Valeur des éléments :

R1 : 1 mégohm (0,5 watt)	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 200.000 ohms (0,5 watt)	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 10.000 ohms (1 watt)	C3 : 120 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
HT : 240 volts	C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
Xal : quartz 40 mètres	L-CV : accordé sur 20 mètres.

Nota. — Les condensateurs C1 et C2 ne font pas double emploi dans le cas où les connexions a et b du montage n'aboutissent pas au même point. Dans le cas contraire, supprimer l'un d'eux.

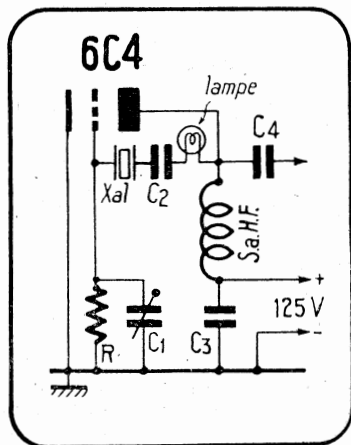


FIGURE 170. — Montage oscillateur quartz Pierce avec tube miniature 6C4.

Valeur des éléments :

R : 100.000 ohms (0,5 watt)
C1 : 3-30 $\mu\mu\text{F}$ (trimmer ajustable)
C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
Lampe : ampoule 60 mA
Xal : quartz 40 mètres
S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).

Nota. — La haute tension ne doit pas être supérieure à 125 volts. Le courant anodique est alors d'environ 12 mA.

Le montage Pierce a le grand avantage de la simplicité. Il fonctionne parfaitement avec des cristaux 160 et 80 mètres. Il est plus critique à mettre au point avec un cristal 40 mètres: on constate par exemple, que le seul fait d'inverser le branchement du support de quartz peut empêcher toute oscillation.

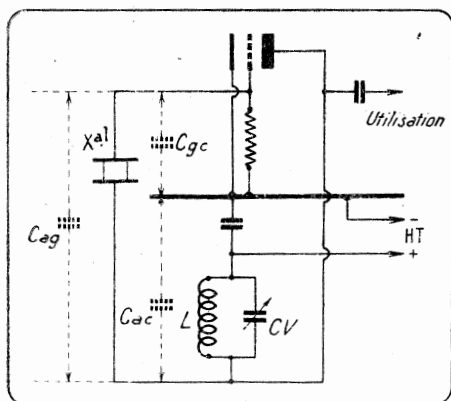


FIGURE 171. — Cette représentation du montage Pierce met en évidence les capacités internes de la lampe et le rôle qu'elles jouent dans le fonctionnement du montage.

Le circuit anodique L-CV peut être remplacé par une simple résistance ou une self d'arrêt haute fréquence.

Il ne donne généralement pas de résultats avec les cristaux usuels 10 et 20 mètres.

Le montage bilampe de la figure 173 utilise un oscillateur Pierce avec lampe 6L6, et un amplificateur ou doubleur de fréquence avec tube 807. Il est prévu avec manipulation dans le circuit de cathode des deux lampes.

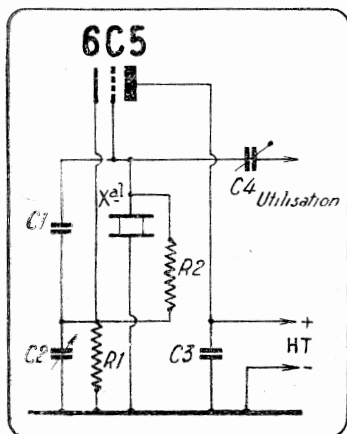


FIGURE 172. — Variante du montage Pierce utilisé dans certains oscillateurs de mesure.

- C1 : 50  $\mu\text{F}$  (mica).
- C2 : 3-30  $\mu\text{F}$  (trimmer mica).
- C3 : 2.000  $\mu\text{F}$  (mica).
- Xal : cristal.
- C4 : 3-30  $\mu\text{F}$  (trimmer mica).
- R1 : 60.000 ohms (1 watt).
- R2 : 60.000 ohms (1 watt).
- HT : 250 volts.

La mise au point du montage consiste à régler R9 (résistance à curseur ou potentiomètre bobiné) de façon que la tension anodique de la 6L6 mesurée entre le point X et la masse soit d'environ 150 volts. Le courant anodique est alors de l'ordre de 25 mA. Le courant H.F. dans le cristal est inférieur à 100 mA. Le courant de grille de la 807 atteint 3 mA.

Le courant anodique du tube 807 est d'environ 5 mA pour L-CV réglés à la résonance, en absence de charge extérieure, ou antenne débranchée. Le couplage d'antenne peut ensuite être réglé de façon que le courant anodique de la 807 atteigne 100 mA (75 watts alimentation).

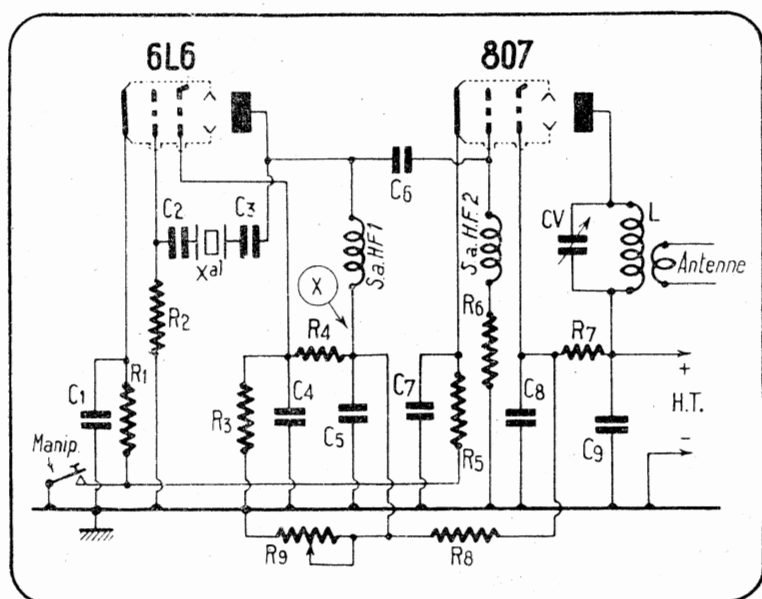


FIGURE 173. — Montage bîlampe fonctionnant sur fondamentale ou harmonique du quartz pilote.

Valeur des éléments :

R1 : 200 ohms (2 watts)	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 50.000 ohms (1 watt)	C2 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 75.000 ohms (2 watts)	C3 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 40.000 ohms (2 watts)	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R5 : 100 ohms (5 watts)	C5 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R6 : 60.000 ohms (2 watts)	C6 : 500 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R7 : 10.000 ohms (10 watts)	C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R8 : 1.500 ohms (5 watts)	C8 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R9 : 50.000 ohms (bobinée)	C9 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
S.a.H.F.1 et S.a.H.F.2 : selfs d'arrêt haute fréquence	HT : 750 volts (150 mA)
	Xa1 : cristal 40 mètres.

L. et CV : selon la gamme (40 ou 20 mètres), voir tableau page 203.

Nota. — Afin d'éviter les plailements de manipulation, il est avantageux de shunter C4 et C5, respectivement par des condensateurs électrochimiques de 8  $\mu\text{F}$  (450 volts).

Signalons enfin un montage dérivant du Pierce et utilisé avec des pentodes (figure 174). Le quartz est monté entre grille et écran de la lampe pentode. Le couplage entre l'oscillateur et le circuit de sortie est réalisé électriquement par la lampe.

Le schéma du Pierce suppose que l'électrode servant d'anode ne soit pas au potentiel H.F. de la masse. Il est donc nécessaire d'insérer dans le circuit d'écran une self d'arrêt haute fréquence indiquée S.a.H.F.1 sur le schéma. Un condensateur de découplage C3 se trouve également entre l'écran et la masse. Mais sa capacité n'a pas la valeur habituelle. Elle est beaucoup plus faible : 100  $\mu\mu\text{F}$ . Il peut du reste, être nécessaire de réduire

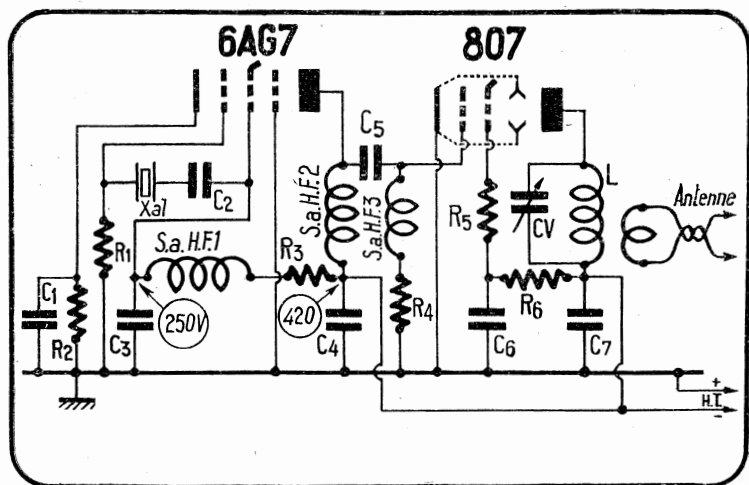


FIGURE 174. — Montage oscillateur Pierce réalisé entre la grille et l'écran d'une lampe pentode qui constitue ainsi un étage oscillateur-séparateur.

Valeur des éléments :

R1 : 50.000 ohms (0,5 watt)	HT : 420 volts (150 mA)
R2 : 350 ohms (1 watt)	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 25.000 ohms (1 watt)	C2 : 1.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 25.000 ohms (1 watt)	C3 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R5 : 50 ohms (0,5 watt)	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R6 : 20.000 ohms (5 watts)	C5 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
S.a.H.F. : selfs d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)	C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	CV : 140 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air).

Pour un fonctionnement sur 40 mètres : Xa1 40 mètres.

L : 14 spires de fil 10/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 32 mm de diamètre pour occuper une longueur de 32 mm.

Pour un fonctionnement sur 20 mètres : Xa1 40 mètres.

L : 8 spires de fil 10/10 émaillé bobinées sur un mandrin de 34 mm de diamètre pour occuper une longueur de 32 mm.

cette capacité, selon le quartz utilisé. En particulier la valeur de C3 est assez critique si la manipulation est effectuée sur l'étage pilote, car une valeur trop élevée peut être à l'origine d'un pilalement de manipulation.

Avec les lampes telles la 6V6 et la 6F6 utilisées en place de la 6AG7, il y a lieu de supprimer C3 (voir schéma de la figure 183). Quelle que soit la lampe utilisée, ne jamais faire

fonctionner l'écran sous une tension supérieure à 250 volts, sans cela le courant H.F. dans le cristal peut devenir excessif, et le quartz se briser.

Le montage constitue un excellent multiplicateur de fréquence : nous donnons un schéma identique avec lampe spéciale d'émission au chapitre suivant\*.

**69. Montage oscillateur push-pull.** — On sait qu'un auto-oscillateur peut être réalisé avec deux lampes montées en opposition; il existe de même des montages push-pull oscillateurs à quartz (figure 175).

L'intensité du courant de haute fréquence qui traverse le cristal monté entre les grilles des deux lampes est plus élevé que lorsque le cristal se trouve dans le montage monolampe normal. Aussi, à intensité et échauffement égaux, on ne peut obtenir la puissance double de celle fournie par une seule lampe.

FIGURE 175. — Oscillateur quartz push-pull avec lampe double

C1 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 R : 500 ohms (2 watts).  
 HT : 300 volts.

La lampe 6A6 peut être remplacée par deux 6L6G si l'on veut obtenir une plus grande puissance.

Dans ce cas :  
 R : 200 ohms (6 watts).  
 HT : 400 volts.

L'écran est alimenté sous 250 volts obtenus par un diviseur de tension de 50.000 ohms monté aux bornes de la haute tension.

Le condensateur de découplage des écrans est de 10.000  $\mu\mu\text{F}$ .

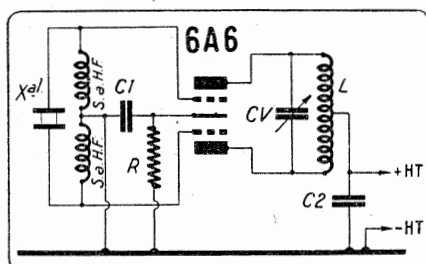
Les caractéristiques des bobinages à utiliser sont détaillées dans le tableau ci-dessous.

**CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES D'UN OSCILLATEUR PUSH-PULL A QUARTZ**

(Schéma de la figure 175)

Fonctionnement sur	160 mètres	80 mètres	40 mètres
	1.775 Kc/s	3.550 Kc/s	7.100 Kc/s
Diamètre du bobinage.	35 mm.	35 mm.	35 mm.
Diamètre du fil .....	6/10 émail	6/10 2 c. s.	10/10 2 c.s.
Nombre de spires ....	68	27	16
Longueur de l'enroulement .....	spires joint.	spires joint.	spires joint.
Capacité d'accord ....	100 $\mu\mu\text{F}$	100 $\mu\mu\text{F}$	50 $\mu\mu\text{F}$

\* Voir page 247.



Les réglages se font exactement de la même façon que ceux d'un oscillateur ordinaire.

Les oscillateurs push-pull ne peuvent être utilisés en doubleurs de fréquence, car les montages à lampes symétriques éliminent les harmoniques 2 dans l'oscillation de sortie. Ils sont en général utilisés par raison de symétrie lorsque l'on désire obtenir l'excitation d'un étage suivant, monté également en push-pull.

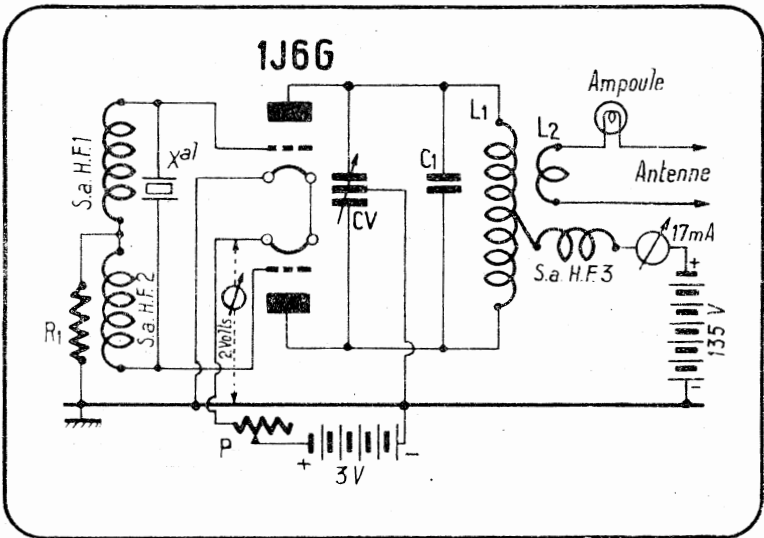


FIGURE 176. — Montage batterie d'un oscillateur quartz push-pull avec tube 1J6G ou 19.

Valeur des éléments :

Xal : cristal 80 m ou 40 mètres

R1 : 1.800 ohms (1 watt)

P : rhéostat 5 ohms pour régler à 2 volts la tension de chauffage

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)

C1 : 20  $\mu$ F (mica ou air)

CV : 2  $\times$  100  $\mu$ F (variable)

L1 : mêmes caractéristiques que pour le montage à 6A6

L2 : self d'antenne 3 à 4 spires.

Nota. — La self L2 représentée pour la commodité du dessin couplée non au centre de L1 est en réalité intercalée au milieu de L1.

La self d'arrêt haute fréquence S.a.H.F.3 est réunie à la prise médiane sur L1.

Les lampes doubles, telles les 6A6, 53, 6N7, ELL1... permettent la réalisation simple de montages oscillateurs push-pull.

Il est intéressant de noter que le montage oscillateur push-pull à quartz permet une réalisation simple d'émetteur portatif alimenté par piles (figure 176).

Les bobinages utilisés dans ce schéma peuvent être construits sous forme plus compacte que s'il s'agissait d'un poste

fixe. En voici les caractéristiques pour les gammes 80 ou 40 mètres.

Fonctionnement sur :	L1	L2
	2 sections identiques sur mandrin à 5 broches de 2,5 cm. de diamètre espacées entre elles de 8 mm.	Bobinée entre les deux sections de L1
gamme 80 m. :	2 fois 22 spires jointives de fil 6/10 émaillé.	4 spires fil 10/10 émaillé
gamme 40 m. :	2 fois 12 spires jointives de fil 10/10 émaillé.	3 spires fil 10/10 émaillé

Avec ces bobinages interchangeables, l'émetteur peut être réalisé dans un encombrement moindre que celui nécessaire aux batteries d'alimentation.

\*\*

Le choix d'un montage oscillateur à quartz n'est pas indifférent. Chaque oscillateur possède ses avantages et ses inconvénients : facilité d'oscillation, production d'harmoniques intenses, plus ou moins faible courant de haute fréquence traversant le cristal, etc...

Lorsque le pilote doit uniquement fonctionner en oscillateur, le montage classique avec pentode ou lampe à concentration électronique est préférable. Si, par raison d'économie, l'étage pilote doit être en même temps doubleur de fréquence, les montages à réaction permettent des réalisations très simples et très efficaces d'émetteurs modernes.

## CHAPITRE V

### LES ETAGES MULTIPLICATEURS DE FREQUENCE ET LES ETAGES INTERMEDIAIRES

L'étage pilote, monté ou non avec cristal de quartz ne peut fournir qu'une faible puissance haute fréquence de sortie. On ne l'utilise du reste que pour stabiliser la fréquence de l'émission et on le fait suivre soit d'étages multiplicateurs de fréquence, soit d'étages intermédiaires qui précèdent eux-mêmes l'étage final de puissance.

Un *étage doubleur de fréquence* est destiné à fournir une oscillation de sortie dont la fréquence est double de celle de l'oscillation qui sert à son excitation. Ainsi, si l'étage pilote est réglé sur 7.150 Kc/s (41 mètres 96) par exemple et attache une lampe doubleuse de fréquence, on recueille au circuit plaque de celle-ci une oscillation de fréquence  $2 \times 7.150$  Kc/s soit 14.300 Kc/s (20 mètres 97).

On conçoit l'utilité des étages multiplicateurs de fréquence : ils permettent le pilotage même sur fréquences élevées pour lesquelles les cristaux seraient trop fragiles ou trop coûteux.

Il n'est pas rare de rencontrer des émetteurs pilotés par quartz fonctionnant sur 5 mètres et en dessous, comportant toute une chaîne d'étages doubleurs, tripleurs ou quadrupleurs de fréquence. C'est la seule solution pratique pour atteindre à une stabilité satisfaisante : elle n'entraîne pas de complications de réalisation et de mise au point excessives.

Autre avantage pratique des doubleurs de fréquence : un seul quartz suffit à piloter l'émission sur les fréquences harmoniques de la même façon que sur fondamentale. Il est possible d'utiliser un même quartz, de fréquence convenablement choisie, pour le trafic d'amateur par exemple dans l'une des différentes gammes lorsqu'elles sont en relation harmonique entre elles.

Enfin, dans quelques applications, telles que dans certains dispositifs de modulation de fréquence par déphasage, il est nécessaire de partir d'une fréquence de quartz assez basse et de la multiplier de nombreuses fois (jusqu'à 96 fois dans les appareils V.H.F. — *very high frequency* — américains) en vue d'obtenir pour la modulation une déviation de fréquence suffisante.



Un *étage intermédiaire* est un amplificateur destiné à fournir la puissance nécessaire à l'excitation de la lampe suivante. Nous avons dit que la puissance fournie par le pilote était toujours faible : elle serait généralement insuffisante pour attaquer dans les conditions requises, une lampe amplificatrice finale de puissance qui fonctionnant suivant la classe C, consomme un courant grille important. L'étage intermédiaire sert d'amplificateur pour atteindre au niveau désiré.

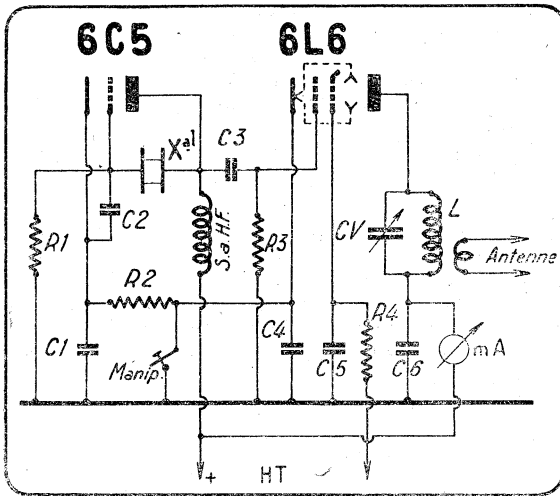


FIGURE 177. — Montage émetteur simple avec oscillateur Pierce et étage amplificateur.

R1 : 25.000 ohms (0,5 watt).  
 R2 : 1.000 ohms (0,5 watt).  
 R3 : 100.000 ohms (1 watt).  
 R4 : 10.000 ohms (2 watts).  
 C1 : 2.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 50  $\mu\mu\text{F}$  (mica argenté).  
 C3 : 250  $\mu\mu\text{F}$  (mica argenté).  
 C4 : 5.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C5 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (papier 1.500 v.).  
 C6 : 5.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 S.a.H.F. : self d'arrêt HF (2,5 mH).  
 mA : milliampèremètre 0 à 100 mA. Le courant normal avec débit sur antenne est de l'ordre de 60 mA.  
 HT : 300 à 400 volts.

Mandrin Standard	1,7 mc.	3,5 mc.	7 mc.
Self L	46 spires jointives 5/10 2 cou. coton	25 spir. (L: 3 cm) 12/10 émaillé	13 spir. (L: 3 cm) 12/10 émaillé
CV	150 $\mu\mu\text{F}$	150 $\mu\mu\text{F}$	150 $\mu\mu\text{F}$
Couplage d'antenne	11 spires en fil 12/10	7 spires américain	4 spires bobiné sur la self L

Même si la puissance de sortie du pilote est suffisante, l'emploi d'un étage intermédiaire se justifie pour éviter une liaison directe entre le pilote et l'étage final d'utilisation qui fonctionne toujours suivant un régime variable (manipulation ou modulation). La présence de cet étage « tampon » assure une plus grande stabilité en évitant que les variations de charge

ne se répercutent directement sur le pilote. C'est seulement dans les installations très simples (*figure 177*) que le pilote attaque directement l'amplificateur.

## I. — Les étages doubleurs de fréquence

Les doubleurs de fréquence sont parmi les montages multiplicateurs les plus employés dans l'émission à faible puissance. Les tripleurs de fréquence possèdent un rendement moindre : ils ne permettent pas un fonctionnement sur deux gammes harmoniques à l'aide d'un même cristal. Les quadrupleurs ont un rendement encore inférieur à celui des montages précédents : ils ne servent que plus rarement, par raison de simplicité.

**70. Principe de fonctionnement.** — La multiplication de fréquence et, en l'occurrence, l'obtention d'une fréquence double de celle d'excitation est réalisée à l'aide d'un étage amplificateur fonctionnant de telle sorte qu'il introduise des distorsions importantes d'amplitude. Celles-ci correspondent à l'apparition dans le circuit anodique d'utilisations d'oscillations de fréquences harmoniques de l'excitation grille\*. Elles sont provoquées systématiquement dans les étages doubleurs de fréquence où l'on cherche à produire un harmonique 2 intense.

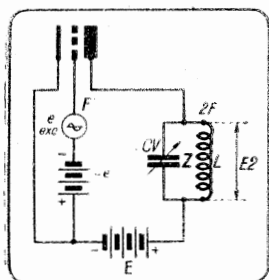


FIGURE 178. — Le montage d'une lampe doubleuse de fréquence n'est pas différent de celui d'une amplificatrice, mais le circuit anodique est accordé sur la fréquence double de l'excitation grille.

Les lampes doubleuses de fréquence (*figure 178*) sont montées de la même façon que les lampes amplificatrices, mais le circuit d'utilisation est accordé sur le double de la fréquence du circuit de grille. Dans ce circuit se trouve la source d'excitation de fréquence  $F$  ; dans le circuit plaque, le circuit accordé sur la fréquence  $2F$ . Seule l'oscillation ayant cette fréquence (*figure 179*) est recueillie par le circuit  $L$ - $CV$  puisqu'il n'existe aucune impédance d'utilisation réglée sur la fréquence des autres oscillations (fondamentales et harmoniques 3, 4, etc...).

\* On démontre, en effet, qu'une oscillation périodique qui n'est pas sinusoïdale (cas de l'oscillation sinusoïdale ayant subi des déformations d'amplitude) peut être considérée comme formée d'une oscillation sinusoïdale ayant même fréquence que l'oscillation périodique (fondamentale ou harmonique 1) et de toute une série d'oscillations sinusoïdales de fréquence double, triple, etc. (harmonique 2, 3, etc.) de la première. C'est le théorème de Fourier, dont l'application est très générale en radio.

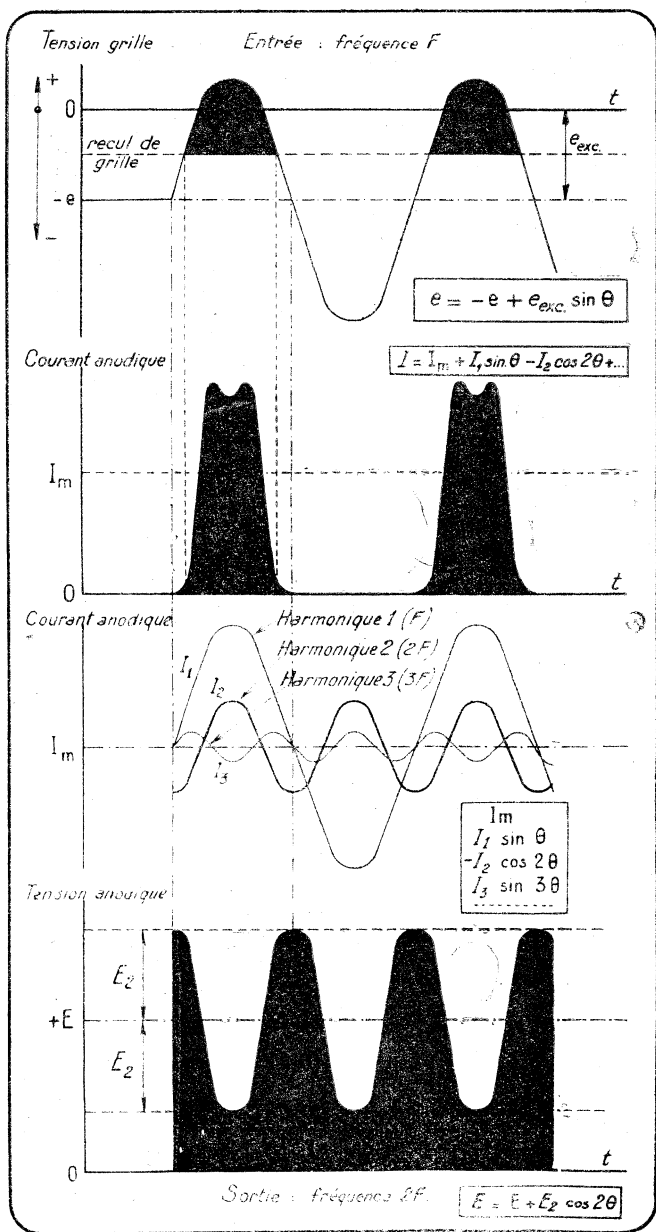


FIGURE 179. — Dans le montage doubleur de fréquence, on fait apparaître l'oscillation harmonique 2 en plaçant dans le circuit anodique le circuit oscillant réglée sur  $2F$  qui recueille la composante résultant des distortions de l'amplification.

NOTA. — Pour les notations, se reporter à la FIGURE 178.

**POLARISATION ET RENDEMENT.** — Les doubleurs de fréquence fonctionnent suivant la classe C (figure 175) avec, toutefois, une polarisation très élevée de grille afin d'obtenir une distorsion notable, d'où une grande importance relative d'harmoniques dans le circuit de sortie (figure 181).

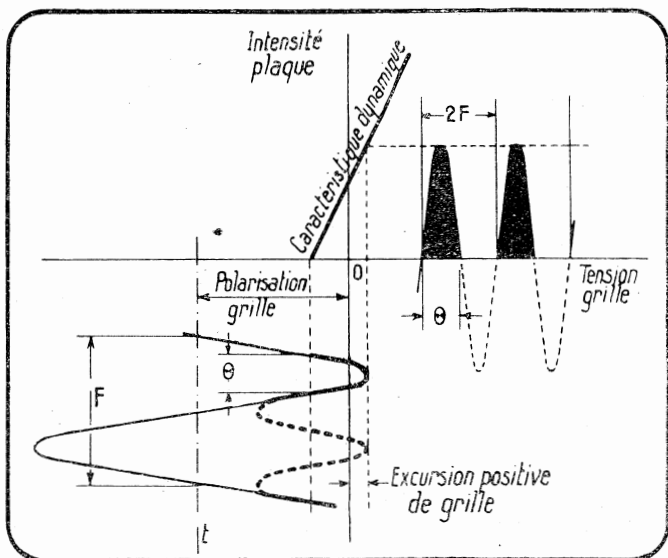


FIGURE 180. — Les oscillations du courant plaque (en noir) sont synchronisées sur celles de l'excitation grille (hachurées). La polarisation de grille doit être suffisante et par conséquent l'angle de passage  $\theta$  faible, pour que les impulsions de l'excitation grille se confondent avec la sinusoïde de fréquence  $2F$ . Dans le cas de la figure,  $\theta = 90$  degrés.

La tension de polarisation doit être d'environ 3 à 5 fois le recul de grille et, comme le courant grille, doit cependant conserver la valeur normale indiquée dans les caractéristiques, il est nécessaire de disposer d'une forte excitation grille pour l'attaque d'un étage doubleur.

Le tableau de la page 243 établi pour les montages doubleurs, tripleurs ou quadrupleurs de fréquence, indique les caractéristiques normales de fonctionnement des lampes multiplicatrices de fréquence.

Trois conditions limitent en pratique les performances des multiplicateurs de fréquence :

- la valeur du courant anodique maximum ;
- la tension maximum négative de grille ;
- la puissance dissipable maximum.

Ce sont les mêmes conditions que celles déjà discutées à propos des amplificateurs de la classe C. Mais elles ne conduisent pas au même résultat puisque l'on recherche la puissance maximum de sortie non sur fondamentale, mais sur harmonique.

Il n'est pas possible en pratique de faire fonctionner un multiplicateur de fréquence avec le même rendement anodique qu'un amplificateur. Si même on voulait augmenter celui indiqué dans le tableau, il serait nécessaire de tellement augmenter la puissance d'excitation grille que le gain de puissance de l'étage serait insignifiant.

## MONTAGES MULTIPLICATEURS DE FREQUENCE

CARACTÉRISTIQUES NORMALES DE FONCTIONNEMENT		MONTAGE DOUBLEUR DE FRÉQUENCE	MONTAGE TRIPLEUR DE FRÉQUENCE	MONTAGE QUADRUPLER DE FRÉQUENCE
Rapport de la puissance alimentation à la puissance dissipable	$\frac{P_{all}}{P_{dis}}$	2	1,6	1,4
Polarisation négative de grille	Utilisation d'une triode	3 fois le recul de grille, <i>plus</i> 0,8 fois l'excursion positive de grille	5 fois le recul de grille, <i>plus</i> 1,5 fois l'excursion positive de grille	8 fois le recul de grille, <i>plus</i> 3 fois l'excursion positive de grille
	Utilisation d'une pentode ou d'une tétrode (6L6, par exemple)	2 fois le recul de grille, <i>plus</i> 0,8 fois l'excursion positive de grille	3 fois le recul de grille, <i>plus</i> 1,5 fois l'excursion positive de grille	4,5 fois le recul de grille, <i>plus</i> 3 fois l'excursion positive de grille
Rendement maximum pour la puissance de sortie maximum	$\frac{P_{sortie}}{P_{all}}$	50 %	38 %	28 %
Rapport de la puissance de sortie à la puissance dissipée	$\frac{P_{sortie}}{P_{dis}}$	1	0,6	0,4

NOTA. — Voir la figure 180 qui montre « l'excursion positive de grille ».

Les rendements indiqués dans le tableau sont normaux pour une utilisation rationnelle des lampes. Ils nécessitent déjà pour les obtenir une puissance d'excitation importante, et correspondent donc à un gain de puissance peu élevé.

Les valeurs données pour la polarisation négative et l'excitation de grille correspondent à des angles de passage du courant anodique de 60° pour les doubleurs, de 50° pour les tripleurs et de 40° pour les quadupleurs.

La polarisation grille élevée peut être réalisée, en partie, automatiquement par résistance grille ou cathodique. La valeur ohmique de celles-ci sera de 3 à 4 fois celle qui suffit dans les montages amplificateurs ordinaires.

**71. Choix des tubes multiplicateurs.** — Puisque les montages doubleurs et multiplicateurs en général exigent toujours une polarisation élevée, égale à plusieurs fois le recul de grille, il est avantageux d'utiliser des lampes à grand coefficient d'amplification. Déterminer également son choix sur celles qui possèdent une grande consommation filament, donc un pouvoir émissif de cathode élevé.

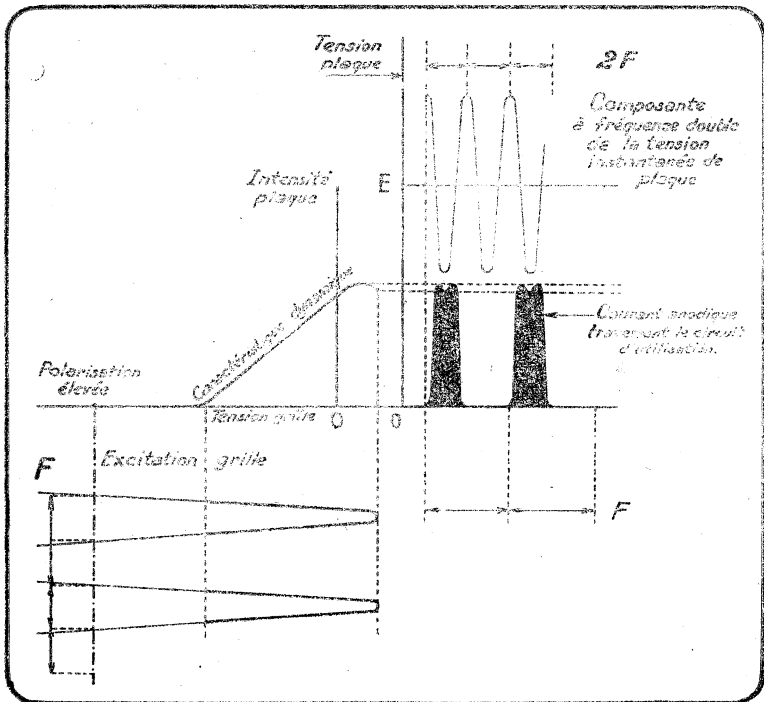


FIGURE 181. — Le courant périodique de plaque d'une lampe doubleuse de fréquence contient une composante à fréquence double du courant anodique qui, traversant le circuit accordé anodique, provoque une différence de potentiel alternative à la même fréquence.

Les lampes tétrodes à faisceaux électroniques et les pentodes sont à conseiller pour cet emploi de préférence aux triodes à faible  $K$ , puisqu'avec ces dernières il faudrait adopter une polarisation presque de même valeur absolue que la tension anodique et accroître l'excitation grille en rapport pour réaliser un rendement satisfaisant.

Les lampes qui possèdent un coefficient d'amplification élevé (50 à 200) constituent d'excellentes doubleuses de fréquence ; elles sont faciles à exciter. Les lampes à écran de réception ou d'émission, 59, EL3, EL6, 6L6, etc... conviennent particulièrement bien : étant très sensibles, elles fournissent une puissance de sortie suffisante pour l'attaque d'un étage intermédiaire ou même d'un étage final de faible puissance.

Parmi les lampes modernes d'émission de petite puissance qui satisfont à ces conditions, on trouve, en particulier, pour être utilisées en doubleuses, les 807 et les « beam » 2E26 RCA ; pour servir en tripleuses, les tubes 815 et 829-B.

EXEMPLE DE PRÉDÉTERMINATION D'UN DOUBLEUR DE FRÉQUENCE. — Le tableau de la page 243 permet de déterminer à l'avance les conditions de fonctionnement d'une lampe multiplicatrice de fréquence.

Prenons l'exemple, tel que le donne R.C.A., d'une tétrode 2E26 utilisée en doubleuse de fréquence dans les conditions les plus favorables. La même méthode est valable pour toutes les autres lampes.

On détermine d'abord la puissance maximum d'alimentation à utiliser. On multiplie, pour ce faire, la puissance dissipable maximum lue dans les caractéristiques du tube par le rapport 2 indiqué dans le tableau. On a :

$$P_{\text{all}} = 13.5 \text{ watts} \times 2 = 27 \text{ watts} \quad (1)$$

On recherche ensuite le courant plaque maximum en divisant la puissance alimentation trouvée en (1) par la tension anodique de fonctionnement, 600 volts dans le cas présent :

$$I = 27/600 = 45 \text{ mA} \quad (2)$$

Le recul de grille s'obtient en divisant la tension écran (puisque'il s'agit d'une lampe à écran) par le coefficient d'amplification grille-écran. Ici :

$$e_r = 185 \text{ volts}/6,5 = 28 \text{ volts} \quad (3)$$

Pour obtenir l'excursion positive maximum de grille, il faut soustraire la tension normale de polarisation indiquée pour la lampe fonctionnant en classe C, de la valeur en pointe donnée pour l'excitation grille, dans le même cas. Les caractéristiques indiquent pour la 2E26 sous 600 volts plaque :

Tension continue de polarisation ..... 45 volts

Tension en pointe de l'excitation grille H.F. 57 volts

On a donc :

$$e_{\text{max}} = 57 - 45 = 12 \text{ volts} \quad (4)$$

Déterminons maintenant la polarisation grille à adopter. On l'obtient en ajoutant le produit du recul de grille par 2, à l'excursion positive maximum de grille multipliée, selon le tableau, par 0,8. On a :

$$e = 2 \times 28 + 0,8 \times 12 = 66 \text{ volts} \quad (5)$$

La puissance de sortie que l'on peut obtenir de la lampe 2E26 utilisée en doubleuse au rendement maximum est :

$$P_{\text{sortie}} = 27 \times 50/100 = 13,5 \text{ watts} \quad (6)$$

que l'on peut du reste évaluer en multipliant la dissipation anodique  $P_{\text{diss}}$  par le rapport indiqué sur la dernière ligne du tableau. On trouve tout de suite 13,5 watts.

Les caractéristiques de fonctionnement de la lampe sont ainsi déterminées.

On procéderait de même pour tout autre tube. Pour les triodes, utiliser dans le calcul le coefficient d'amplification de

la lampe. On constate que les triodes exigent une plus grande polarisation de grille que les pentodes pour fonctionner en multiplicatrice de fréquence. La raison en est que leur recul de grille varie avec la tension anodique instantanée. L'effet de

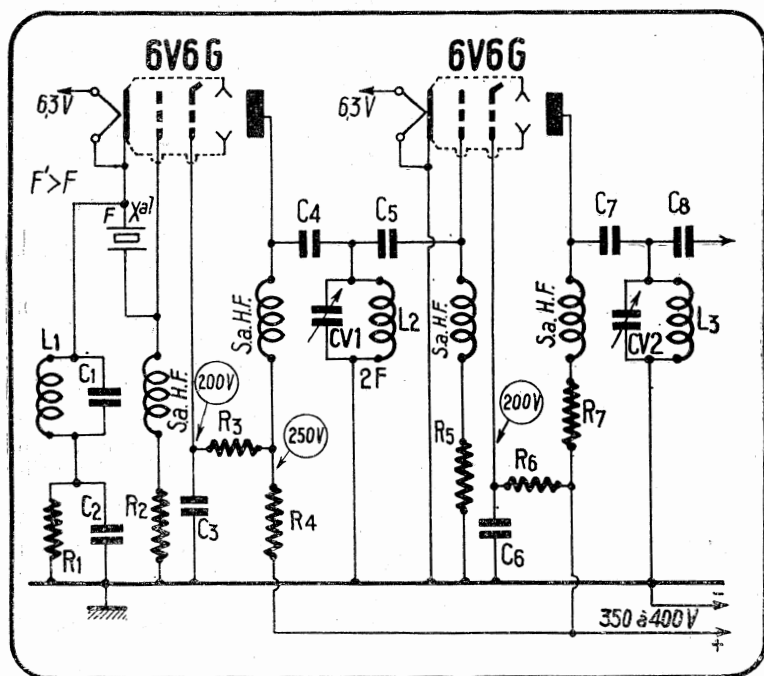


FIGURE 182. — Montage oscillateur-doubleur Tri-Tet, suivi d'un étage doubleur de fréquence. (Quartz 40 mètres. Sortie 10 mètres.)

Valeur des éléments :

R1 : 200 ohms (1 watt)  
 R2 : 50.000 ohms (0,5 watt)  
 R3 : 12.000 ohms (1 watt)  
 R4 : 5.000 ohms (5 watts)  
 R5 : 40.000 ohms (0,5 watt)  
 R6 : 40.000 ohms (5 watts)  
 R7 : 5.000 ohms (5 watts)  
 S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)  
 CV1 : 35  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).  
 CV2 : 35  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).

C1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C2 : 10 000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C3 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C4 : 1.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C5 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C6 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C7 : 1.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica)  
 C8 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

L1 : 9 spires de fil 8/10 sous deux couches coton bobinées sur mandrin de 25 mm de diamètre pour occuper une longueur de 25 mm.

L3 : 5 spires de fil émaillé 20/10, diamètre 30 mm, spires espacées du diamètre du fil.

L2 : 13 spires de fil 8/10 sous deux couches coton bobinées sur mandrin de 25 mm de diamètre pour occuper une longueur de 25 mm.



cette variation lorsque une triode est utilisée en multiplicatrice oblige à adopter une plus grande polarisation négative.

Dans les lampes à écran au contraire, le recul de grille ne dépend pas de la tension anodique, et ne varie pas avec celle-ci.

**72. Montages oscillateurs-doubleurs de fréquence.** — Un auto-oscillateur ou un oscillateur à quartz peut, comme nous l'avons vu aux chapitres précédents, se comporter comme un doubleur de fréquence.

Nous ne reviendrons pas sur les montages E.C.O. qui ont été examinés en détail. Indiquons simplement quelques schémas d'oscillateurs à cristal fonctionnant en doubleurs.

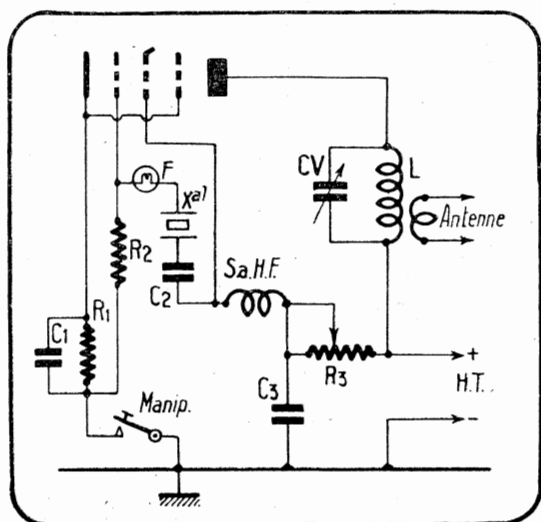


FIGURE 183. — Montage d'un oscillateur-doubleur ou quadrupleur à quartz avec tube 837 ou 4654.

Valeur des éléments :

R1 : 100 ohms (5 watts)	C1 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 20.000 ohms (2 watts)	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 50 000 ohms (50 watts)	S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH)
C3 : 2.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)	H.T. : 350 volts.
Xa1 : cristal 80 ou 40 mètres	

*Nota.* — Pour les valeurs de L et CV, se reporter au tableau de la page 203, qui indique les caractéristiques des bobinages selon la gamme de fonctionnement.

Certains montages à quartz sont susceptibles de fournir des harmoniques intenses de l'oscillation fondamentale du cristal : il est possible de les faire apparaître tout en laissant le quartz osciller sur sa fréquence propre, si le couplage est suffisant entre le circuit de grille et le circuit de plaque de l'oscillateur. Il faut donc avoir recours à des montages à réaction pour réaliser un oscillateur-doubleur : montages Jones à réaction cathodique par exemple.

Le doubleur de fréquence peut être combiné à l'oscillateur de façon différente, telle que dans le montage Tri-Tet ou dans le montage E.C.O. Les deux fonctions sont distinctes mais rassemblées dans la même lampe, que l'on peut considérer comme une oscillatrice ordinaire suivie d'une doubleuse de fréquence. Le montage est une simplification des oscillateurs-doubleurs bilampes.

Un exemple de montage doubleur de fréquence est donné *figure 182*. La première lampe 6V6G est montée en oscillatrice Tri-Tet. Le quartz utilisé fonctionne sur une fréquence F dans la gamme 7 Mc/s. Le circuit oscillant à accord fixe de cathode est réglé sur une fréquence supérieure à F. Le circuit d'utilisation anodique L2-CV1 est réglé sur 2F.

La seconde lampe 6V6G est montée en doubleuse de fréquence ordinaire, comme nous l'indiquons plus loin.

On remarque que les circuits accordés ne sont pas directement embrochés entre la plaque et le + H.T. Ils sont alimentés en parallèle sur des selfs d'arrêt haute fréquence. De cette façon, les condensateurs variables CV1 et CV2 peuvent être fixés directement sur le châssis, sans précaution spéciale d'isolement, puisque leur rotor est à la masse.

Le montage de la *figure 183* est l'oscillateur Pierce, déjà examiné, dont le quartz est monté entre grille et écran d'une pentode. Il a l'avantage de permettre le fonctionnement sur trois gammes harmoniques (F, 2F, 4F) à l'aide d'une seule lampe et d'un seul quartz.

Les caractéristiques de fonctionnement de ce montage sont données dans le tableau ci-après :

#### CARACTERISTIQUES DE FONCTIONNEMENT

(Schéma de la figure 183 avec tube 837)

Quartz	Accord de L-CV	Courant anodique	Courant H.F. à travers le quartz
mètres	mètres	mA	mA
40	40	3	20
40	20	22	—
80	80	2	10
80	40	15	—

**73. Montages monolampes doubleurs de fréquence.** — Le montage le plus simple n'utilise qu'une seule lampe, une triode à grand K par exemple (*figure 184*). La grille est polarisée très négativement. L'excitation doit être suffisamment grande pour que, malgré cette polarisation, le courant grille atteigne la valeur normale qu'il aurait si la lampe fonctionnait en amplificatrice ordinaire.

La polarisation est réalisée par résistance de grille dont la valeur est de deux à cinq fois plus grande que s'il s'agissait d'un montage amplificateur : 50.000 ohms.

Les oscillations n'ont pas tendance à s'entretenir comme dans un montage auto-oscillateur puisque le circuit plaque est

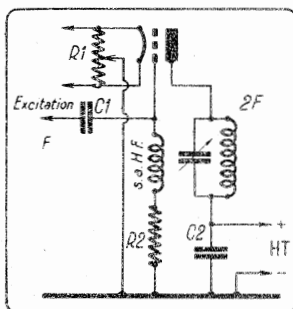
accordé sur la fréquence double de celle du circuit grille : l'impédance du circuit grille pour l'harmonique 2 est généralement assez petite pour que le couplage existant entre les circuits

FIGURE 184. — Schéma d'un montage doubleur de fréquence avec lampe triode à chauffage direct.

La valeur de la résistance R2 est 2 à 5 fois plus grande que celle correspondante employée avec la lampe montée en amplificatrice.

C1 doit avoir une valeur relativement élevée : 100  $\mu\text{F}$ .

Si la lampe est à chauffage indirect, relier la cathode à la masse.



par la capacité interne de la lampe soit insuffisant à l'entretien des oscillations. Des précautions de blindage ou d'éloignement sont inutiles dans le câblage du montage.

FIGURE 185. — Schéma d'un montage doubleur de fréquence avec lampe pentode.

R1 : 100 ohms (2 watts).

R2 : 25.000 ohms (1 watt).

R3 : 25.000 ohms (3 watts).

C1 : 100  $\mu\text{F}$  (mica).

C2 : 5.000  $\mu\text{F}$  ou 100  $\mu\text{F}$  (mica)

pour réaction cathodique.

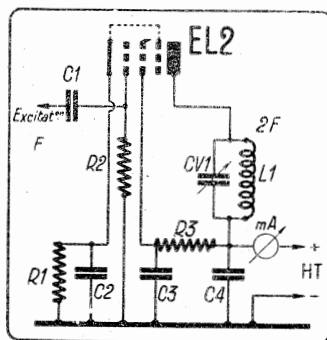
C3 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

mA : 0 à 50 mA.

HT : 350 volts.

Voir plan de câblage à la page 272.



Le schéma d'un étage doubleur de fréquence avec lampe pentode est représenté figure 185, avec lampe 6L6G, figure 186 et avec lampe 6AQ5, figure 187.

FIGURE 186. — Schéma d'un montage doubleur de fréquence avec lampe 6L6.

C1 : 100  $\mu\text{F}$  (mica). 6 (figure 213).

C2 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica). Facultatif.

C4 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica). C2 (fig. 213).

C5 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica). C3 (fig. 213).

R1 : 250 ohms (2 watts).

R2 : 10.000 ohms (1 watt).

R3 : 40.000 ohms (5 watts).

R4 (figure 213) : 100.000 (1 watt).

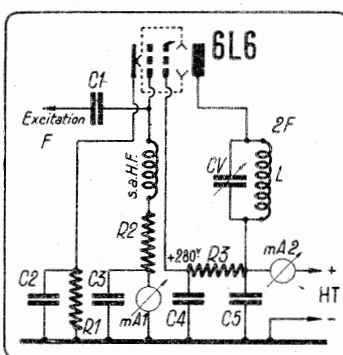
HT : 400 volts.

mA1 : 0 à 10 mA.

mA2 : 0 à 100 mA.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence non désignée figure 213.

Voir plan de câblage à la page 271.





Si l'on annule la tension parasite, l'excitation grille reprend sa valeur normale. Le problème et sa solution sont donc les mêmes que pour le neutrodynage d'un amplificateur, étudié au Chapitre VI. Une seule différence consiste en ce que le doubleur

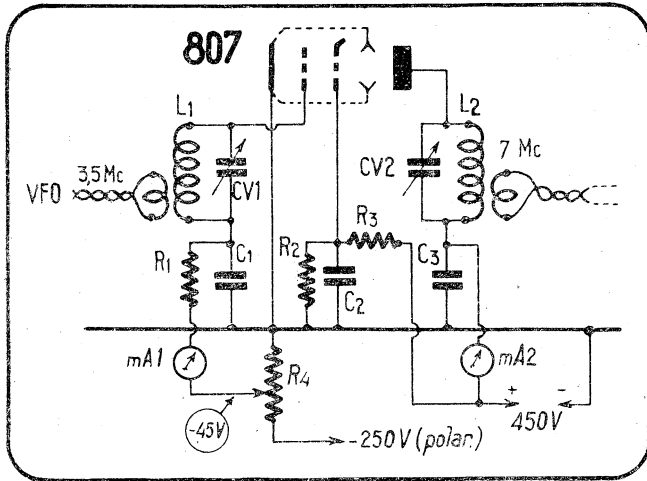


FIGURE 188. — Montage d'une 807 en doubleuse de fréquence. L'alimentation haute tension s'effectue sous 450 volts : courant anodique 30 mA. La polarisation de grille est fournie par une source indépendante. Le courant grille, de l'ordre de 3 mA, est atteint lorsque l'excitation (sortie d'un V.F.O., par exemple) est suffisante pour que le courant anodique atteigne 30 mA. Le réglage de l'excitation s'effectue par la self de couplage, dans le cas présent.

Valeur des éléments :

R1 : 20.000 ohms (1 watt)	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 20.000 ohms (10 watts)	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 25.000 ohms (10 watts)	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 10.000 ohms (25 watts) à curseur	mA1 : milliampèremètre à cadre 0 à 5 mA
CV1 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air)	mA2 : milliampèremètre à cadre 0 à 100 mA.
CV2 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (variable à air)	
L1 : 25 spires jointives de fil 8/10 sous deux couches coton bobinées sur mandrin de 35 mm de diamètre. La self de couplage comporte 3 spires et se trouve du côté masse de L1.	
L2 : 11 spires, mêmes caractéristiques.	

ne peut généralement pas entrer en oscillation, car les fréquences des circuits d'entrée et de sortie sont différentes\*.

PROCÉDÉ DU NEUTRODYNAGE. — Le rendement d'une lampe triode utilisée en doubleuse de fréquence est donc amélioré par le neutrodynage qui annule la tension en retour sur la grille.

\* À condition toutefois que l'impédance du circuit grille pour la fréquence 2F soit suffisamment petite (capacité d'accord relativement élevée ou mieux, condensateur double avec rotor à la masse).

Mais il peut encore être accru en faisant agir, avec une phase convernable, une fraction  $\varepsilon_2$  de la tension alternative anodique, de telle sorte qu'elle annule non seulement la tension parasite mais s'ajoute à l'excitation normale (*figure 192*).

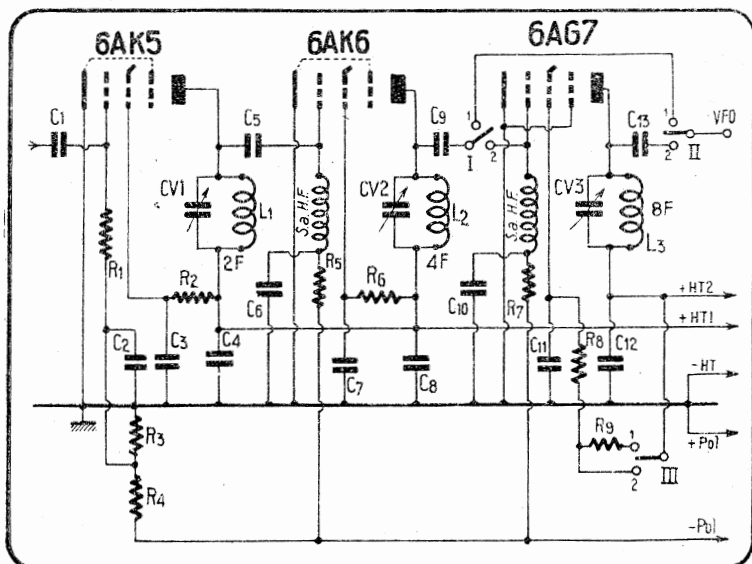


FIGURE 189. — Chaîne d'étages doubleurs de fréquence avec polarisation fixe de grille par source auxiliaire.

Valeur des éléments :

R1 : 50.000 ohms (0,5 watt)	C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R2 : 30.000 ohms (1 watt)	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R3 : 2.500 ohms (2 watts)	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R4 : 1.000 ohms (2 watts)	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R5 : 20.000 ohms (0,5 watt)	C5 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R6 : 40.000 ohms (1 watt)	C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R7 : 20.000 ohms (0,5 watt)	C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R8 : 70.000 ohms (2 watts)	C8 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
R9 : 100.000 ohms (1 watt)	C9 : 200 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
HT1 : 175 volts	C10 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
HT2 : 350 volts	C11 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
Po1 : 65 volts	C12 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica)
	C13 : 200 $\mu\mu\text{F}$ (mica)

Commutateur I.II.III : position 1 - 4F ; position 2 - 8F.

S.a.H.F. : selfs d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).

Le schéma est représenté *figure 193*. La self du circuit anodique comporte une prise, médiane ou non, reliée par un condensateur de découplage à la masse ; une capacité variable est branchée entre l'extrémité libre de la self et la grille de la lampe.

Les tensions en A et B (*figure 194*) à chaque extrémité de la self par rapport à la masse sont en opposition de phase. En

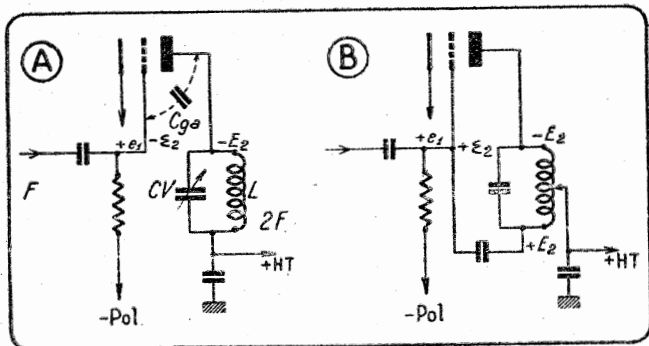


FIGURE 190. — Du fait de la capacité parasite grille anode  $C_{ga}$ , une tension  $\varepsilon_2$  est reportée du circuit plaque sur le circuit grille où elle a pour effet de réduire l'excitation utile de grille à une valeur  $\varepsilon$  inférieure à  $\varepsilon_1$  comme le représente la FIGURE A. Le montage B remédie à cet inconvénient. Les signes indiqués avec les différentes tensions correspondent aux valeurs maxima du cycle H.F.

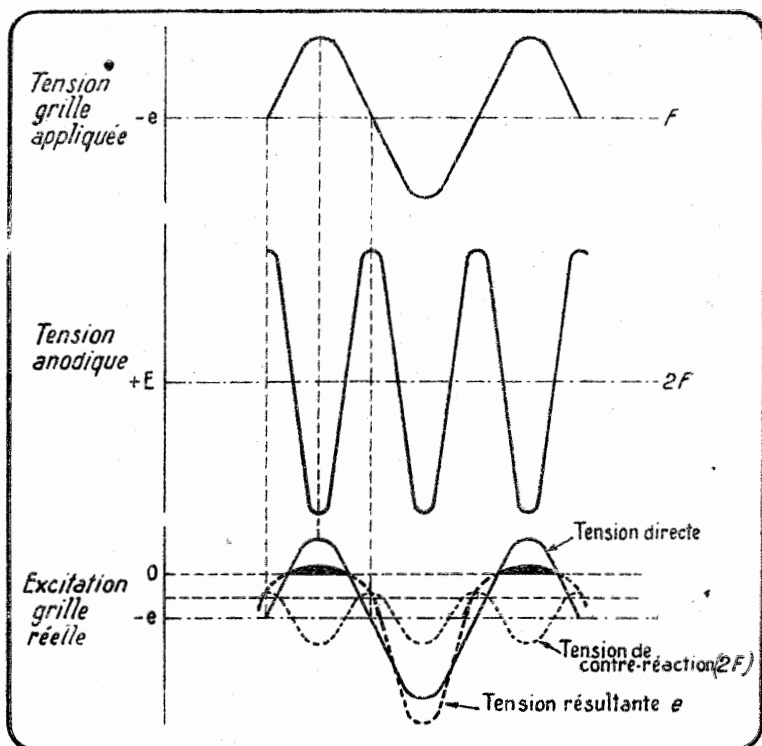


FIGURE 191. — La tension parasite provenant du circuit anodique à travers la lampe agit comme une tension de contre-réaction réduisant l'excitation réellement disponible sur la grille.

transmettant à la grille par la capacité  $C_a$  une fraction de la tension disponible  $E'_2$ , on retrouve par le mécanisme de l'amplification de la lampe une tension anodique  $E''_2$  qui sera en

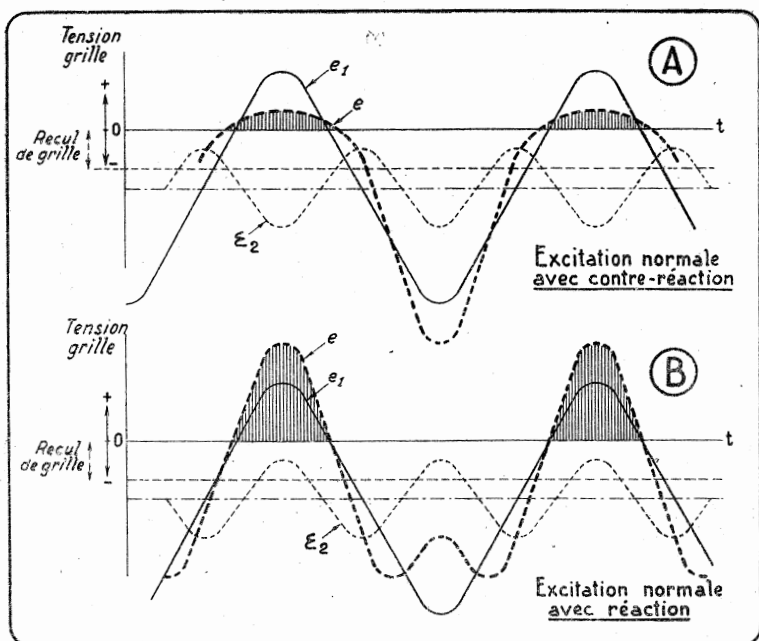


FIGURE 192. — L'effet de la fraction de la tension alternative d'anode reportée sur la grille ( $e_2$ ) par l'intermédiaire de la capacité parasite grille plaque est soit de réduire l'excitation normale (A), soit de l'augmenter (B) suivant la phase de cette tension en retour (contre-réaction ou réaction). Dans le cas B, l'amplitude de l'excitation est augmentée et l'angle de passage réduit, deux conditions favorables à un rendement élevé.

phase avec la tension  $E_2$  disponible, sans réaction aux bornes de L-CV et s'ajoutera à celle-ci.

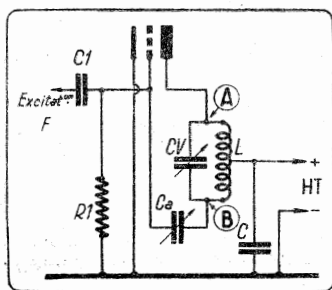


FIGURE 193. — Schéma d'un montage doubleur de fréquence avec réaction.

Une prise doit être faite sur la self du circuit oscillant de plaque et une capacité variable  $C_a$  relier l'extrémité libre B de la self à la grille de la lampe.



En somme, le principe est identique à celui de la réaction ordinaire dans les récepteurs : une fraction de la tension H.F. disponible au circuit plaque est retransmise à la grille. Elle est amplifiée à nouveau et vient s'ajouter dans le circuit plaque dans le sens convenable, en augmentant le rendement de la lampe.

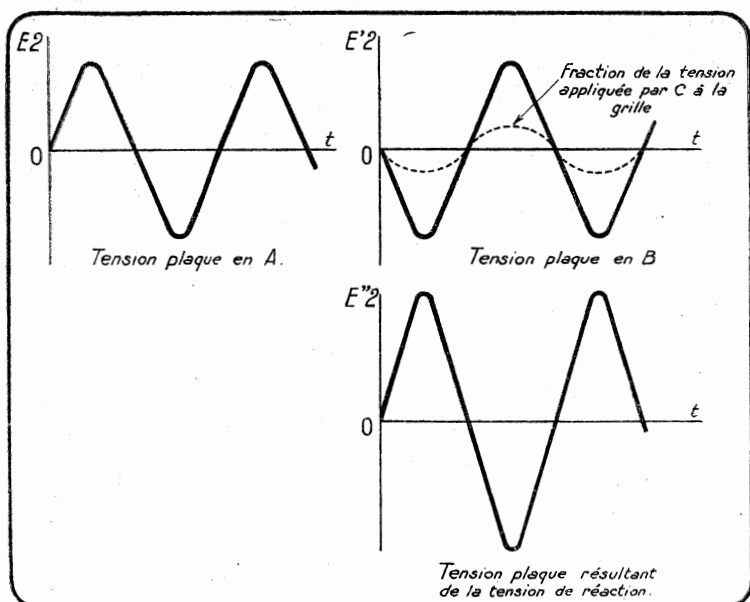


FIGURE 194. — Il faut renvoyer à la grille une tension en opposition de phase avec la tension H.F. de plaque pour recueillir, après amplification par la lampe une tension qui s'ajoute à la première dans le circuit plaque. Cela découle du fait que les tensions instantanées de grille et de plaque varient en sens inverse, comme le montre la figure 31.

On dispose du condensateur variable  $C_a$  pour doser la réaction. En pratique, la capacité de  $C_a$  ne doit être que très légèrement supérieure\* à la capacité interne grille-plaque de la lampe, lorsque la prise est médiane sur L. L'isolement de  $C_a$  doit pouvoir supporter au moins le double de la tension continue de plaque.

La réaction sur un étage doubleur de fréquence remédie efficacement à une excitation grille insuffisante. Mais il ne faut pas la rendre excessive car des oscillations risquent d'apparaître sur la fréquence du circuit oscillant de plaque. On s'en aperçoit facilement : l'émetteur continue à fonctionner même si l'on supprime le pilotage (décrochage du cristal ou dérèglement du circuit pilote).

\* Lorsqu'elle lui est égale, le montage est neutrodyné. Il est avantageux d'adopter ce réglage lorsque la lampe doit pouvoir aussi bien fonctionner en doubleuse qu'en amplificatrice intermédiaire.

Le même dispositif trouve son utilité même si la lampe doubleuse est une tétrode ou une pentode, non pour obtenir le neutrodynage, mais pour réaliser une réaction permettant d'accroître artificiellement l'excitation grille.

Un AUTRE PROCÉDÉ a été proposé pour réaliser le même résultat. Il consiste à ajouter, suivant la phase convenable, à l'excitation grille non une fraction de l'harmonique 2, mais l'harmonique 3 que l'on fait apparaître dans le circuit anodique de la lampe d'attaque (*figure 195*) à l'aide d'un circuit accordé L-CV convenablement branché. La prise *a* sur la self *L* est réglée

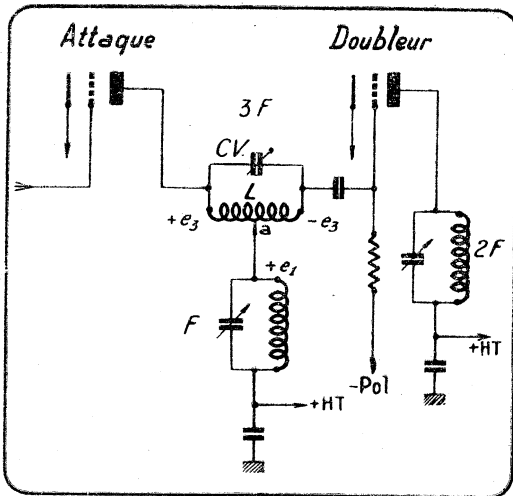


FIGURE 195. - Le circuit accordé auxiliaire L-CV disposé en série dans le circuit anodique est réglé sur 3F. Il est disposé de telle sorte que l'harmonique recueilli soit appliqué avec la phase convenable au circuit de grille de la lampe doubleuse de fréquence.

pour obtenir l'amplitude désirée de  $e_3$  : en pratique une prise médiane convient. Comme le circuit est réglé sur une fréquence relativement élevée, il suffit d'employer pour l'accorder un petit condensateur ajustable, ce qui réduit au minimum la complication du montage.

La *figure 196* schématise l'amélioration de l'excitation réalisée avec ce dispositif. Elle se traduit pratiquement avec le montage représenté *figure 197* par un accroissement de puissance de sortie de 10 % et une diminution de 10 % d'alimentation anodique, soit environ 25 % d'augmentation de rendement pour une puissance alimentation donnée.

Il semble que l'on puisse imaginer des schémas analogues en recueillant avec la phase convenable l'harmonique 2 dans un circuit accordé anodique auxiliaire de la lampe d'attaque et le dosant convenablement sur la grille de la lampe doubleuse, en évitant bien entendu l'entrée en oscillation de celle-ci.

**PROCÉDÉ PAR RÉACTION.** — Un montage plus simple doubleur de fréquence à réaction réalise l'effet recherché par couplage cathodique entre le circuit de grille et de plaque (*figure 198*). Il ne diffère du montage ordinaire que par la valeur plus faible de la capacité de découplage  $C$ , placée entre cathode et masse : pratiquement  $100 \mu\mu\text{F}$  environ avec une tétrode ou une pentode.

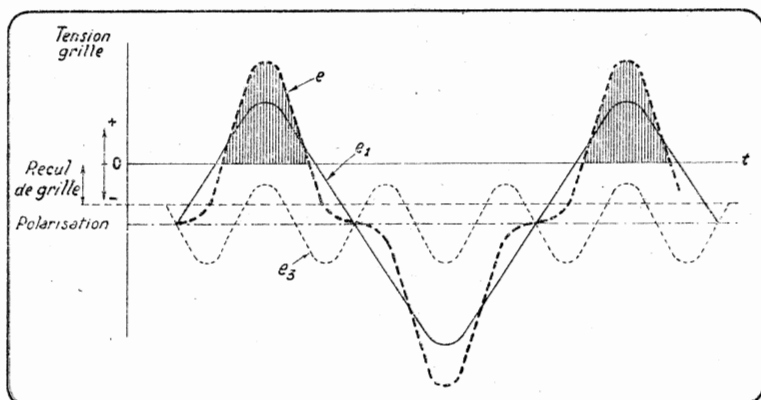


FIGURE 196. — Si l'on applique, avec la phase convenable, l'harmonique  $e_3$  au circuit grille de la lampe doubleuse, il s'ajoute à l'excitation  $e_1$  normale, donnant une résultante  $e$  plus favorable à l'excitation grille de l'étage doubleur.

A remarquer toutefois que la représentation n'est pas rigoureusement exacte du fait de l'existence de la tension  $e_3$  en retour du circuit anodique par la capacité interne de la lampe.

La résistance cathodique constitue une impédance commune aux circuits de grille et de plaque et produit un effet suffisant de réaction pour les fréquences élevées (14 ou 28 mcs.). Le montage a tendance à être contre-réactif plutôt que réactif sur les fréquences plus basses pour lesquelles il est plus difficile à mettre au point.

Ce montage à réaction est identique à celui utilisé avec les oscillateurs doubleurs de fréquence monolampes à quartz.

**75. Montage push-push doubleur de fréquence.** — On peut réaliser un montage doubleur de fréquence en utilisant deux lampes montées en push-push (*figure 199*). Le schéma diffère du push-pull ordinaire du fait que, les grilles étant excitées en opposition de phase, les plaques sont reliées en parallèle. C'est sous cette forme que furent conçus les premiers doubleurs de fréquence.

Le principe de fonctionnement est représenté *figure 201*. La tension d'excitation grille a pour fréquence  $F$  : elle est appliquée en opposition de phase aux deux lampes I et II, qui fonctionnent chacune en amplificatrice de la classe C surexcitée. Les impulsions anodiques s'ajoutent dans le circuit d'utilisation relié aux plaques associées en parallèle. L'oscillation de sortie a pour fréquence  $2F$ .

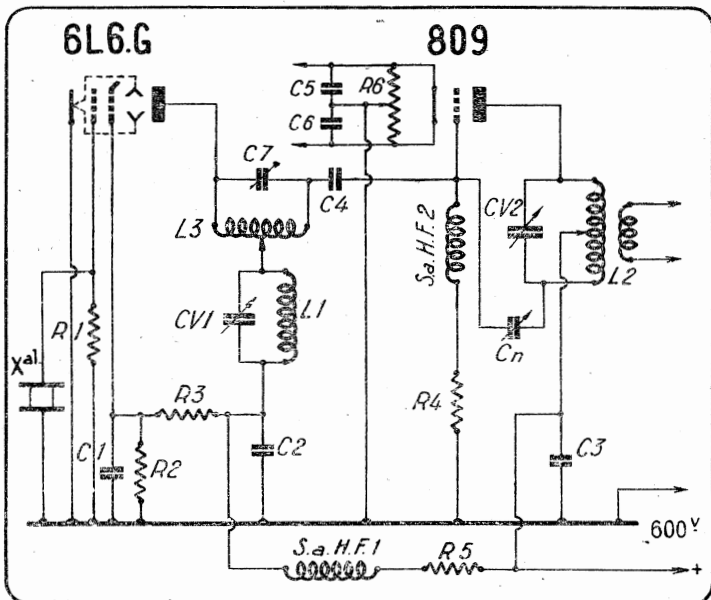


FIGURE 197. — Montage exciteur bilampe donnant une oscillation de sortie sur 40 ou 20 mètres avec cristal 80 mètres (20 à 30 watts de sortie).

- Xal : cristal 80 mètres.  
 R1 : 150.000 ohms (1 watt).  
 R2 : 17.500 ohms (10 watts).  
 R3 : 5.000 ohms (10 watts).  
 R4 : 15.000 ohms (10 watts).  
 R5 : 4.000 ohms (50 watts).  
 R6 : 100 ohms à prise médiane.  
 C1 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (600 volts).  
 C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (600 volts).  
 C3 : 6.000  $\mu\mu\text{F}$  (2.500 ohms, mica).  
 C4 : 50 cm. (mica).  
 C5-C6 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (800 volts).  
 C7 : 3-30 cm. (trimmer mica).  
 CV1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  variable à air.

- CV2 : 50  $\mu\mu\text{F}$  variable à air.  
 Cn : 10  $\mu\mu\text{F}$  (neutrodyne) réglé au neutrodyne exact.  
 S.a.HF1 - S.a.HF2 : self d'arrêt HF standard (2,5 mH, 125 mA).  
 L1 : 28 spires pour occuper une longueur de 38 mm. sur un mandrin de 30 mm. de diamètre.  
 L2 : 80 mètres : 40 spires — 40 mètres : 24 spires — 20 mètres : 12 spires — 40 mm. de diamètre, 40 mm. de long.  
 L3 : 20 spires — 40 mm. de diamètre, 30 mm. de long.

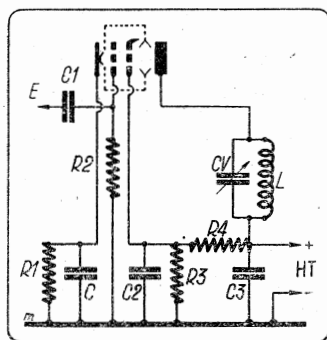


FIGURE 198. — Montage d'une 6L6 en doubleuse de fréquence avec réaction cathodique.

- C1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C3 : 6.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 R1 : 1.000 ohms (2 watts).  
 R2 : 2 fois 25.000 ohms (1 watt).  
 R3 : 10.000 ohms (2 watts).  
 R4 : 20.000 ohms (5 watts).  
 C : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica), capacité à essayer.  
 E : à relier à la plaque précédente.

La capacité de C peut être diminuée jusqu'au moment où les oscillations commencent à s'entretenir.

Le montage push-push fournit une puissance de sortie double de celle d'un montage monolampe. Il fonctionne très facilement de façon satisfaisante, n'ayant pas tendance à auto-osciller sur

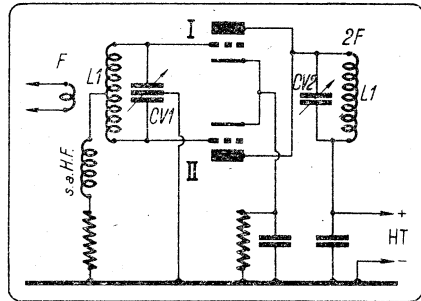


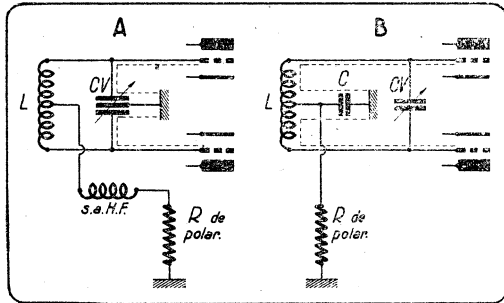
FIGURE 199. — Montage push-push, doubleur de fréquence.

Les grilles de deux lampes sont alimentées en parallèle, les plaques en série.

la fréquence  $F$  ou  $2F$ , et ne fournissant qu'une oscillation de fréquence  $2F$  à l'exclusion des harmoniques de rang impair.

FIGURE 200. — Le montage du circuit d'entrée A est préférable à celui représenté en B, surtout avec des lampes triodes à grande amplification.

Dans le montage B, chaque partie de la self  $L$  agit comme un circuit oscillant couplé à l'autre. Le circuit H.F. de la grille vers la masse traverse la self, tandis qu'il passe à travers l'une des sections de CV dans le montage A.



Le couplage à l'étage pilote peut être réalisé soit par ligne et selfs de couplage, soit par capacité comme s'il s'agissait d'un montage push-pull. Il est préférable de réaliser le circuit oscillant d'entrée avec condensateur à double section (figure 200) et self d'arrêt haute fréquence en série dans la prise médiane de la self, plutôt qu'avec condensateur simple et découplage de la prise médiane à la masse : l'impédance du circuit grille provoquée par chaque section du condensateur variable est ainsi moins grande pour la fréquence  $2F$  et le fonctionnement devient très stable (figure 202).

**76. Réglage d'un montage doubleur de fréquence.** — Il s'effectue de la même manière que celui d'un étage amplificateur haute fréquence.

La polarisation grille est choisie d'après les caractéristiques de la lampe et selon le tableau de la page 243.

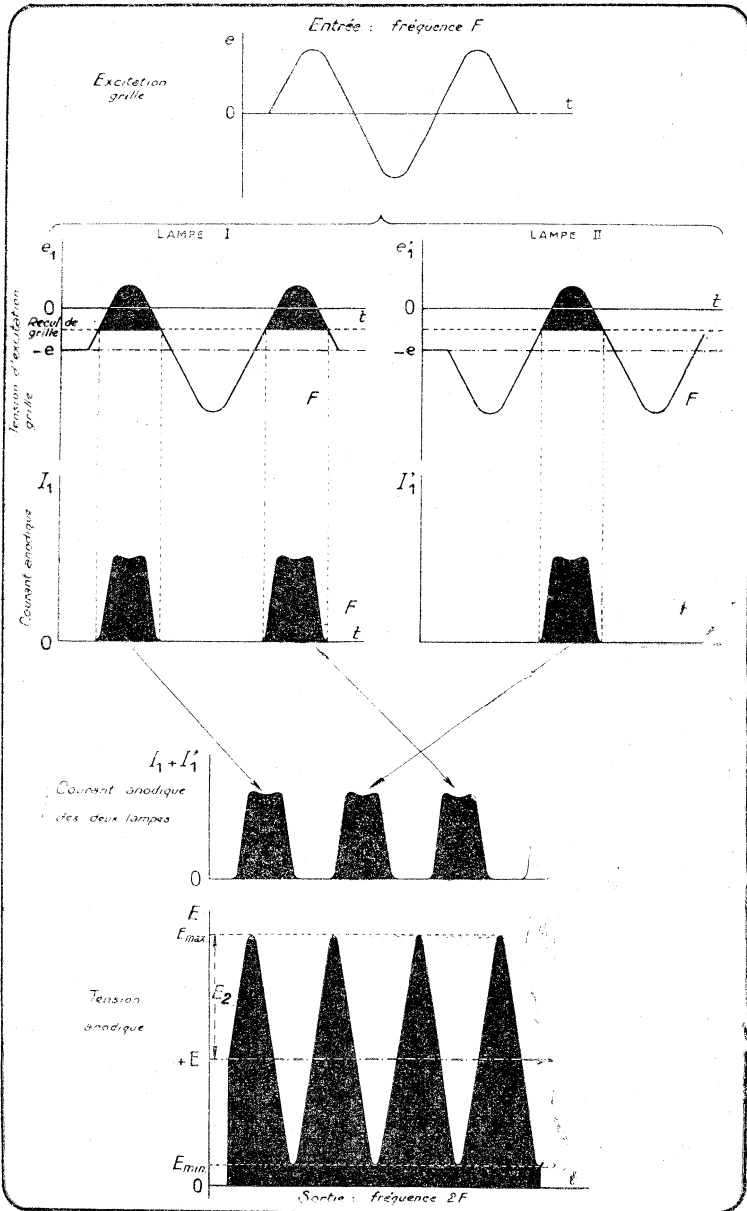


FIGURE 201. — Principe de fonctionnement d'un montage doubleur de fréquence push-push.

Comparer le courant anodique des deux lampes montées en push-push à celui obtenu avec un montage push-pull (figure 5).

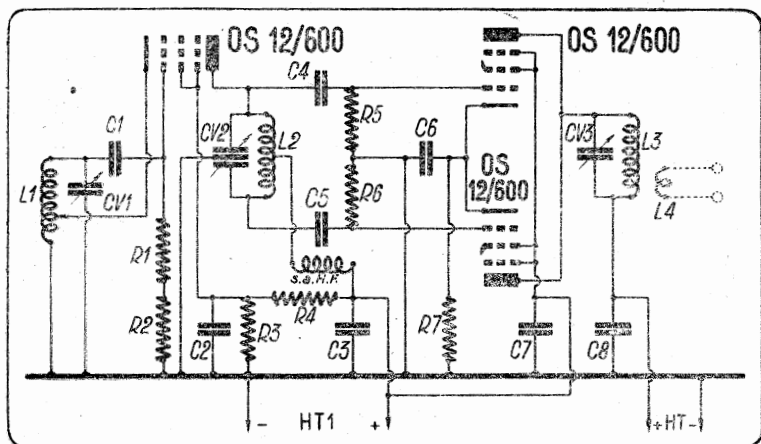


FIGURE 202. — Schéma d'un oscillateur E.C.O. suivi d'un doubleur push-push avec lampes OS 12/600 ou 4654.

C1 : 350 $\mu\text{F}$ (mica).	R3 : 64.000 ohms (2 watts).
C2 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).	R4 : 20.000 ohms (3 watts).
C3 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).	R5 : 50.000 ohms (2 watts).
C4 : 250 $\mu\text{F}$ (mica).	R6 : 50.000 ohms (2 watts).
C5 : 250 $\mu\text{F}$ (mica).	R7 : 200 ohms (5 watts).
C6 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).	S.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence.
C7 : 6.000 $\mu\text{F}$ (mica).	HT1 : 350 volts.
C8 : 10.000 $\mu\text{F}$ (mica).	HT2 : 500 volts.
R1 : 25.000 ohms (0,5 watt).	
R2 : 25.000 ohms (0,5 watt).	

### CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

(Schéma de la figure 202)

- CV1 : 200  $\mu\text{F}$   
 CV2 : 2 sections de 140  $\mu\text{F}$  chacune  
 CV3 : 50  $\mu\text{F}$ . Tension de service 1.000 volts.
- L1 : GAMME 160 MÈTRES. 90 spires de fil isolé 8/10 sur un mandrin de 40 mm de diamètre bobinées jointives. Prise au 1/3.  
 GAMME 80 MÈTRES. 50 spires de fil nu 8/10 sur un mandrin de 40 mm de diamètre pour occuper une longueur de 90 mm. Prise au 1/3.  
 GAMME 40 MÈTRES. 30 spires de fil nu 8/10 sur un mandrin de 40 mm de diamètre pour occuper une longueur de 80 mm. Prise au 1/3.
- L2 : GAMME 80 MÈTRES. 36 spires de fil émaillé 12/10 sur mandrin de 40 mm de diamètre pour occuper une longueur de 55 mm. Prise médiane.  
 GAMME 40 MÈTRES. 16 spires de fil émaillé 12/10 sur mandrin de 40 mm de diamètre pour occuper une longueur de 45 mm. Prise médiane.  
 GAMME 20 MÈTRES. 9 spires de fil émaillé 12/10 sur mandrin de 40 mm. de diamètre pour occuper une longueur de 35 mm. Prise médiane.
- L3 : GAMME 40 MÈTRES. Identique à L2 sans prise médiane  
 GAMME 20 MÈTRES. Identique à L2 sans prise médiane  
 GAMME 10 MÈTRES. 5 spires de fil émaillé 12/10 sur mandrin 40 mm de diamètre pour occuper une longueur de 40 mm.

L'excitation haute fréquence est appliquée de façon à obtenir le courant normal de grille. S'il est possible d'atteindre un courant grille plus élevé par un couplage plus serré (de la self de ligne ou par une capacité de liaison plus grande), il est préférable, plutôt que de réduire l'excitation, de la laisser à sa valeur maximum et d'augmenter la polarisation négative de grille : le rendement de l'étage doubleur en sera amélioré.

Une fois ces réglages effectués sans que la haute tension soit appliquée à la lampe doubleuse (coupure dans le + H.T. et non dans le circuit de cathode), on peut brancher la tension anodique. L'accord du circuit plaque sur l'harmonique 2 se traduit par la baisse du débit anodique et l'éclat de l'ampoule d'une boucle de Hertz. La baisse est moins sensible qu'avec un oscillateur à quartz ou un amplificateur H.F., à cause du rendement moindre du montage.

On peut ensuite relier le circuit plaque au circuit d'entrée de la lampe suivante : il faut généralement retoucher quelque peu l'accord. Le couplage est augmenté jusqu'à obtenir le débit maximum admissible pour la lampe. Comme le rendement est plus faible que celui de la lampe fonctionnant en amplificatrice ordinaire, il faut adopter un débit inférieur à celui normal pour la classe C, et éviter naturellement une surcharge anodique de la lampe au cours des réglages. Se reporter au tableau donnant les caractéristiques de fonctionnement des étages multiplicateurs de fréquence.

## II. — Les étages tripleurs de fréquence

On utilisait rarement les montages tripleurs de fréquence dans les émetteurs d'amateurs, jusqu'au moment où la gamme 15 mètres (21.000 à 21.300 Kc/s) n'était pas « ouverte » à l'émission expérimentale.

L'autorisation donnée dans cette nouvelle gamme conduit à monter des tripleurs de fréquence. En partant de la gamme 40 mètres (7.000 à 7.150 Kc/s), l'harmonique 3 tombe dans la gamme des 15 mètres.

Nous avons donné précédemment les caractéristiques de fonctionnement des montages tripleurs de fréquence. Leur rendement est moins élevé que celui des doubleurs. Ils fonctionnent avec une polarisation grille plus élevée. La puissance de sortie maximum n'est que les 6/10 de la puissance maximum que peut dissiper la lampe.

**SCHEMA DE MONTAGE.** — Nous indiquons *figure 203* le montage d'un tube pentode en tripleuse de fréquence. Il ne diffère de celui d'une doubleuse de fréquence que par :

— la valeur élevée de la résistance de polarisation cathodique,  $R_1 = 15.000$  ohms ;

— évidemment, l'accord du circuit oscillant anodique sur la fréquence triple de celle de l'excitation.

D'autres lampes peuvent être utilisées en tripleuses de fréquence. Toujours les monter avec une grande polarisation de grille. Nous allons voir du reste, sur l'exemple de la 6L6, la façon dont on peut calculer cette polarisation.

**EXEMPLE DE PRÉDÉTERMINATION D'UN TRIPLEUR DE FRÉQUENCE.** — La méthode à suivre est la même que celle déjà indiquée pour les étages doubleurs de fréquence.



a) Détermination de la puissance maximum d'alimentation. La puissance dissipable maximum pour la 6L6 est de 21 watts.

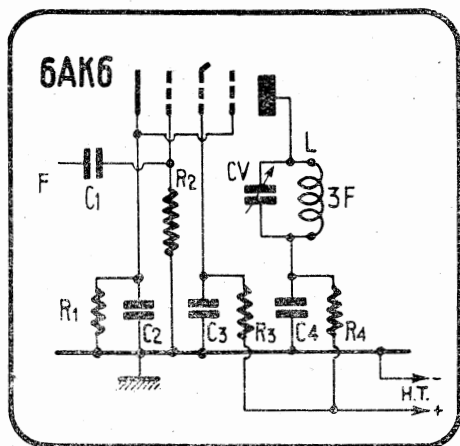


FIGURE 203. — Montage d'une lampe 6AK6 en tripleuse de fréquence.

R1 : 15.000 ohms (0,5 watt).	C1 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R2 : 100.000 ohms (0,25 watt).	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R3 : 15.000 ohms (1 watt).	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R4 : 2.000 ohms (1 watt).	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
H.T. : 350 volts.	

Pour faire fonctionner ce tube en tripleur adopter une puissance alimentation de :

$$P_{\text{all}} = 21 \text{ watts} \times 1,6 = 33,6 \text{ watts} \quad (1)$$

b) Courant anodique maximum :

La tension plaque appliquée à la 6L6 est de 400 volts, donc :

$$I = 33,6/400 = 84 \text{ mA} \quad (2)$$

c) Recul de grille :

Il est égal à la tension écran divisée par le coefficient d'amplification grille-écran, 8, pour la 6L6 :

$$e_r = 250/8 = 31 \text{ volts} \quad (3)$$

d) Excursion positive maximum de grille :

Polarisation normale de la 6L6 en classe C sous 420 volts :  
— 50 volts ;

Tension en pointe de l'excitation grille H.F. : 80 volts ; d'où :

$$e_{\text{max}} = 80 - 50 = 30 \text{ volts} \quad (4)$$

e) Polarisation grille à utiliser :

Selon le tableau de la page 243 (Tripleur de fréquence)

$$e = 3 e_r + 1,5 e_{\text{max}} = 3 \times 31 + 1,5 \times 30 = 138 \text{ volts} \quad (5)$$

f) Puissance maximum de sortie :

$$P_{\text{sortie}} = 33,6 \times 38/100 = 12,8 \text{ watts}$$

estimation qui correspond au 6/10 de la puissance dissipable maximum, soit  $21 \times 6/10 = 12,6 \text{ watts}$ .

Dans le cas où deux lampes sont utilisées en parallèle pour servir en multiplicatrices de fréquence la détermination s'effectue toujours de la même façon. La puissance de sortie est doublée.

**SCHEMAS D'UTILISATION.** — A l'aide d'une lampe double, telle la double triode 6SN7, il est possible de réaliser très commodément un oscillateur-tripleur (figure 204).

L'oscillateur est monté selon le schéma classique. Un condensateur ajustable C branché aux bornes du circuit permet de régler la fréquence d'oscillation avec précision (F légèrement inférieure à celle indiquée pour le cristal).

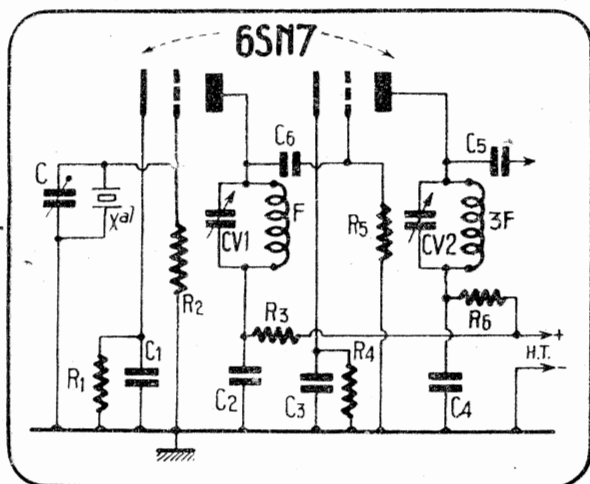


FIGURE 204. — Utilisation d'une double triode 6SN7 en oscillatrice-tripleuse de fréquence.

Valeur des éléments :

R1 : 220 ohms (0,5 watt).	C1 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R2 : 15 000 ohms (0,5 watt).	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R3 : 22.000 ohms (2 watts).	C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R4 : 440 ohms (0,5 watt).	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R5 : 50.000 ohms (0,5 watt).	C5 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R6 : 5.000 ohms (1 watt).	C6 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
H.T. : 250 volts.	C : 3-30 $\mu\mu\text{F}$ (ajustable).

L'accord du circuit oscillant disposé dans le circuit anodique de la première triode correspond à la fréquence du quartz.

La liaison à la seconde triode est faite par capacité C6. Le circuit anodique accordé de cette triode est réglé sur 3 F.

Le schéma d'une chaîne de multiplicateurs de fréquence comprenant deux tripleurs est représenté figure 205.

La première lampe tripleuse est une pentode 6AG7 : elle attaque un étage tripleur monté avec une double pentode 829B. Le montage de cet étage est symétrique. On sait en effet que les push-pull n'éliminent pas les harmoniques 3.

Voici quelques caractéristiques de fonctionnement de cette chaîne, capable de fournir une puissance de l'ordre d'une ving-

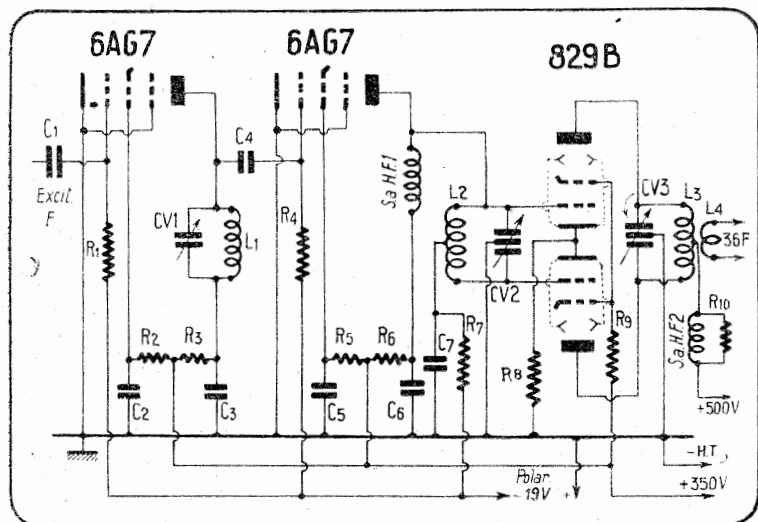


FIGURE 205. — Chaîne de multiplicateurs de fréquence comprenant un tube 6AG7 (I) monté en quadrupleur de fréquence, un second tube 6AG7 (II) tripleur, et une double pentode 829B tripleteuse.

Valeur des éléments :

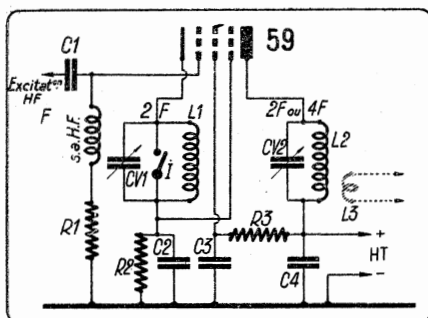
- |                                      |  |
|--------------------------------------|--|
| C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).    | Sa.H.F.1 : self d'arrêt haute fréquence. |
| C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica). | Sa.H.F.2 : en shunt sur R10.             |
| C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica). | R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).            |
| C4 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     | R2 : 35.000 ohms (0,5 watt).             |
| C5 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica). | R3 : 1.000 ohms (0,5 watt).              |
| C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica). | R4 : 60.000 ohms (0,5 watt).             |
| C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica). | R5 : 12.000 ohms (1 watt).               |
| C8 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).     | R6 : 1.000 ohms (0,5 watt).              |
| CV1-L1 : accordé sur 4F.             | R7 : 6.000 ohms (0,5 watt).              |
| CV2-L2 : accordé sur 12F.            | R8 : 750 ohms (1 watt).                  |
| CV3-L3 : accordé sur 36F.            | R9 : 12.000 ohms (2 watts).              |
| L4 : self de couplage de sortie.     | R10 : 50 ohms (0,5 watt).                |

taine de watts sur une fréquence égale à 36 fois celle de l'oscillation d'excitation de la première lampe :

Tube	Fonction	Courant grille	Tension écran
6AG7	Quadrupleur	0,5 mA	160 volts
6AG7	Tripleur	1 mA	140 volts
829B	Tripleur	4 mA	200 volts

### III. — Les étages quadrupleurs de fréquence

Les étages quadrupleurs de fréquence ne sont utilisés que pour simplifier les montages en évitant l'emploi de deux doubleurs en cascade. Leur rendement est toujours faible même s'ils utilisent la réaction.



S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.

I : interrupteur doubleur-quadrupleur.

La self L2 doit permettre avec CV2 l'accord sur 2F ou 4F.

FIGURE 206. — Montage d'une 59 (ou 802) en doubleuse-quadrupleuse de fréquence. Doubleuse de fréquence : I fermé, L2-CV2 réglé sur 2F. Quadrupleuse de fréquence : I ouvert, L1-CV1 réglé sur 2F, L2-CV2 réglé sur 4F.

C1 : 50  $\mu\text{F}$  (environ).

C2 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 5.000  $\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 8.000 ohms (1 watt).

R2 : 800 ohms (5 watts).

R3 : 14.000 ohms (10 watts).

HT : 500 volts.

CV1 : 1  $\mu\text{F}$  par mètre de  $\lambda$  d'accord.

CV2 : 1,2  $\mu\text{F}$  par mètre de  $\lambda$  d'accord.

Voici néanmoins quelques montages qui peuvent convenir dans les cas où il suffit d'une faible excitation grille pour l'attaque de l'étage final.

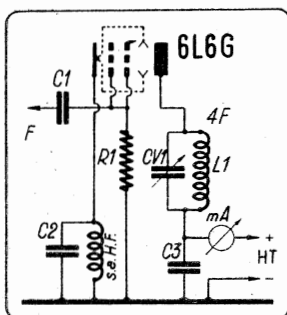


FIGURE 207. — Utilisation d'une 6L6G en quadrupleuse de fréquence.

HT : 550 volts maximum.

S.a.HF : Self d'arrêt haute fréquence.

C1 : 100 cm. (mica).

C2 : 50 cm. (mica).

C3 : 10.000 cm. (mica).

R1 : 30.000 ohms (0,5 watt).

mA : L'intensité anodique normale est d'environ 40 mA à la résonance.

Le circuit L1-CV1 est accordé pour obtenir la résonance sur 4F, F étant la fréquence de l'excitation grille.

Le montage (figure 206) avec 59 dérive du doubleur classique : il peut être utilisé de cette façon ou en quadrupleur. Dans ce dernier cas, un circuit oscillant L1-CV1 accordé sur 2F est relié à la cathode, le circuit plaque est accordé sur 4F.

La figure 207 représente le montage en quadrupleuse de fréquence d'une 6L6G utilisée en triode (grille de commande et écran reliés en parallèle) et la figure 150 celui d'une EL3 ou d'une 6F6G, 42, utilisée en triode, avec réaction cathodique.

Le réglage d'un quadrupleur de fréquence s'effectue de façon similaire à celui d'un doubleur : l'appréciation du réglage exact du circuit de sortie est plus difficile à la boucle de hertz ou à la lecture du milliampèremètre anodique à cause de la faible puissance H.F. disponible.

FIGURE 208. — Variante au montage de la FIGURE 207. Une EL3 est utilisée en quadrupleuse de fréquence.

HT : 550 volts maximum.

S.a.HF : Self d'arrêt haute fréquence.

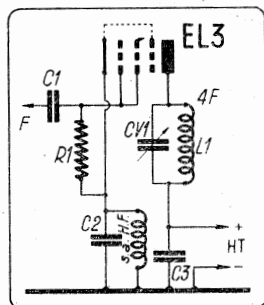
C1 : 100 cm. (mica).

C2 : 100 cm. (mica).

C3 : 10.000 cm. (mica).

C3 : 10.000 cm. (mica).

R1 : 75.000 ohms (1 watt).



Signalons également, pour mémoire, le montage de la figure 183, décrit précédemment.

#### IV. — Les étages intermédiaires

Les lampes modernes n'exigent qu'une faible excitation grille : elles possèdent une grande sensibilité. Nous avons cité le cas de la tétrode à concentration électronique 813 (figure 164) qui montée en oscillatrice quartz pouvait, alimentée sous 1.500 volts, fournir une puissance de sortie supérieure à 100 watts, sans surcharge pour le cristal. Moins d'un watt suffit avec cette lampe utilisée en amplificatrice pour obtenir 260 watts H.F. de sortie !

Toutefois dans la plupart des cas, une assez grande puissance d'excitation est nécessaire pour l'attaque de l'étage de puissance, modulé ou non. L'étage pilote ou le doubleur de fréquence n'est pas capable de la fournir. Il faut prévoir une amplification de puissance intermédiaire (ou *buffer* en anglais).

L'étage intermédiaire, ou étage tampon, peut également être nécessaire pour réaliser plus commodément à partir d'un étage monolampe, l'attaque d'un push-pull.

Si l'installation doit être un poste multibande (fonctionnement sur des fréquences harmoniques), l'étage final fonctionne sur la même fréquence que celle du cristal, et l'étage doubleur devient inutile, mais il est utilisé comme étage intermédiaire.

La réalisation, le montage et le réglage des étages intermédiaires ne sont pas différents de ceux des étages de puissance qui seront examinés au Chapitre suivant.

Mais comme ils utilisent des lampes généralement moins puissantes, nous pensons utile de donner certains montages réalisés, en particulier, avec des tubes miniatures.

ETAGE TAMPON. — Une pentode 6AK5 constitue une excellente lampe pour un étage tampon. Elle est très sensible. Il lui

suffit donc d'une faible excitation de grille (*figure 209*). Par contre il faut prendre certaines précautions dans son montage pour éviter qu'elle n'oscille. Réaliser des connexions courtes. Au besoin établir un blindage soudé à la douille centrale du support pour séparer électrostatiquement les circuits de grille et de plaque. Blinder également la lampe à l'aide des boîtiers spéciaux mis sur le marché à cet effet.

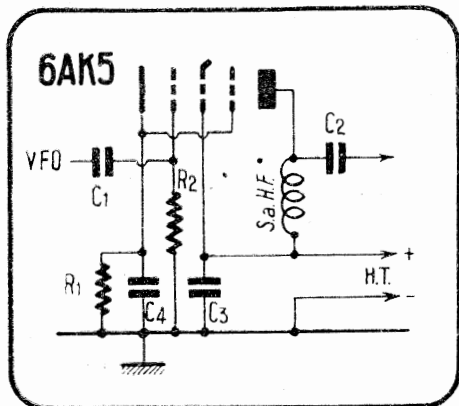


FIGURE 209. — Montage séparateur réalisé avec tube 6AK5. Alimenté sous 150 volts à la plaque et à l'écran, cet étage séparateur est capable d'exciter complètement une 807. Du fait de la grande pente du tube 6AK5, il y a lieu d'établir le montage avec des connexions très courtes, en particulier pour les connexions de grille.

Valeur des éléments :

C1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C2 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 500 ohms (0,5 watt).

R2 : 150.000 ohms (0,5 watt).

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).

H.T. : 150 volts.

Dans le cas où une seule lampe 6AK5 n'est pas suffisante comme séparatrice, on peut monter à la suite une triode, également miniature, 6C4 (*figure 210*).

ÉTAGE SÉPARATEUR. — L'avantage de multiplier ainsi les étages intermédiaires n'est pas d'obtenir une puissance accrue. On sait que les lampes modernes d'émission n'exigent qu'une très faible excitation de grille pour procurer une puissance de sortie importante.

Il apparaît plutôt pour réaliser une *séparation* entre un pilote et l'étage de puissance. Il empêche que les variations de charge imposées par ce dernier, en cours de fonctionnement, par la manipulation ou la modulation, se répercutent sur le pilote.

C'est cette raison qui a fait adopter, dans le montage V.F.O. décrits au chapitre III, un ou plusieurs étages séparateurs aperiodiques à la suite de l'oscillateur E.C.O.

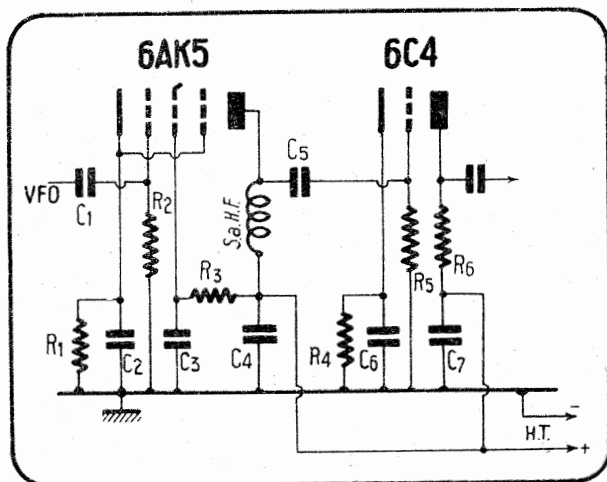


FIGURE 210. — Montage séparateur bilampe réalisé avec tubes miniatures 6AK5 et 6C4.

Valeur des éléments :

C1 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R1 : 500 ohms (0,5 watt).
C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R2 : 100.000 ohms (0,5 watt).
C3 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R3 : 40.000 ohms (1 watt).
C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R4 : 1.000 ohms (0,5 watt).
C5 : 200 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R5 : 100.000 ohms (0,5 watt).
C6 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	R6 : 3.500 ohms (1 watt).
C7 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).	H.T. : 150 volts.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (2,5 mH).

Un autre avantage de l'étage tampon est que l'on peut agir sur son amplification pour régler l'excitation appliquée à l'étage suivant. Dans certains cas, il est plus avantageux d'agir sur un potentiomètre (figure 211) que d'avoir à faire varier un couplage par self, par exemple entre étages. La complication d'une lampe supplémentaire, bien minime s'il s'agit d'un tube miniature, est compensée par une souplesse de réglage accrue et possible sans variation de charge sur l'étage précédent.

On trouvera dans les montages V.F.O. du chapitre III des schémas de lampes séparatrices.

ETAGE LIMITEUR. — Indiquons encore qu'une lampe séparatrice, montée à demeure avec résistance élevée d'écran peut servir de tube limiteur (figure 212). Placée à la suite d'une oscillatrice à quartz interchangeable, par exemple, elle servira à rétablir une tension de sortie constante, quel que soit le cristal utilisé. Qu'un échantillon oscille plus vigoureusement qu'un autre, elle limitera automatiquement dans tous les cas l'ouput disponible pour l'excitation de l'étage suivant.

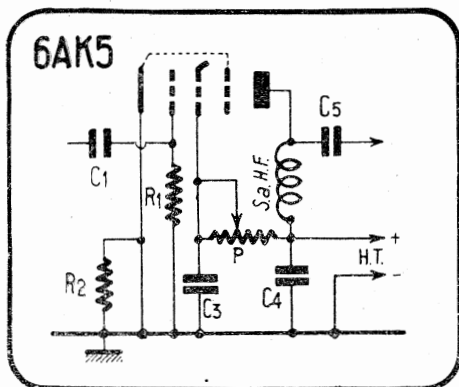


FIGURE 211. — Il est très commode de régler la puissance H.F. de sortie d'un étage séparateur ou multiplicateur de fréquence en faisant varier la tension écran de la lampe.

Valeur des éléments pour un tube 6AK5 :

C1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

C5 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).

R2 : 200 ohms (1 watt).

P : 50.000 ohms (potentiomètre bobiné, 1 watt).

H.T. : 150 volts.

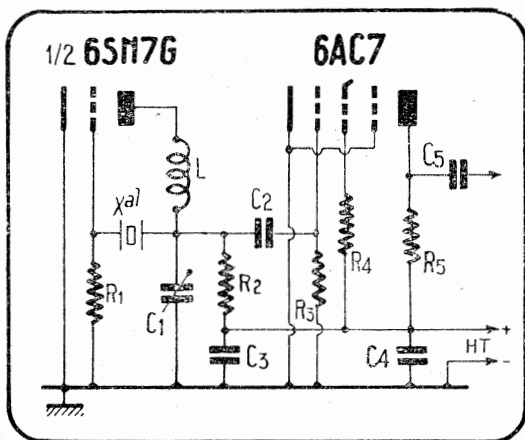


FIGURE 212. — Montage d'une pentode 6AC7 limiteuse à la suite d'un oscillateur à quartz. Ce schéma est utilisé dans l'émetteur V.H.F. américain T-14A/TRC-1. L'étage pilote (une demi — 6SN7GT) fonctionne avec cristal de fréquence 729 à 1.041 Kc/s, ce qui justifie le montage spécial.

Valeur des éléments :

L : 770 mH

C1 : 40  $\mu\mu\text{F}$  (ajustable).

C2 : 100  $\mu\mu\text{F}$ .

C3 : 1.500  $\mu\mu\text{F}$ .

C4 : 4  $\mu\text{F}$

C5 : 50  $\mu\mu\text{F}$ .

R1 : 350.000 ohms.

R2 : 50.000 ohms.

R3 : 1 mégohm.

R4 : 250.000 ohms.

R5 : 10.000 ohms.

H.T. : 250 volts.



## IV. — Les exciteurs

On désigne ainsi, d'après l'expression anglo-saxonne *Exciter*, les ensembles comprenant étage pilote, étages doubleurs et éventuellement étages intermédiaires pouvant fournir sur plusieurs gammes harmoniques, la puissance haute fréquence d'excitation nécessaire à l'étage final d'un émetteur.

Les exciteurs constituent déjà des émetteurs simplifiés à faible puissance ; avec leur alimentation propre ; ils peuvent

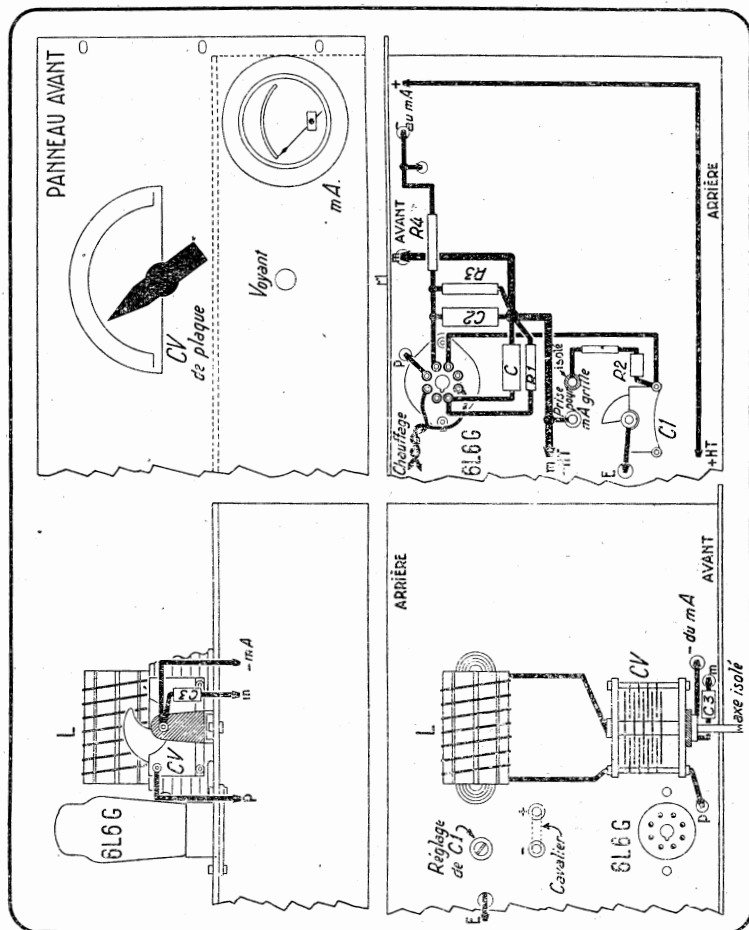


FIGURE 213. — Réalisation d'un étage doubleur de fréquence avec lampe 6L6G suivant schéma de la FIGURE 186. Cet ensemble est destiné à compléter celui de la FIGURE 142.

Les valeurs des éléments figurent page 249.

Les caractéristiques des bobinages sont identiques à celles indiquées pour les auto-oscillateurs : gamme 80, 40 ou 20 mètres.

être utilisés tels. Généralement leur puissance ne dépasse pas une dizaine de watts, ce qui est suffisant pour l'attaque de l'étage final dont la puissance alimentation peut être égale et même supérieure à 50 watts.

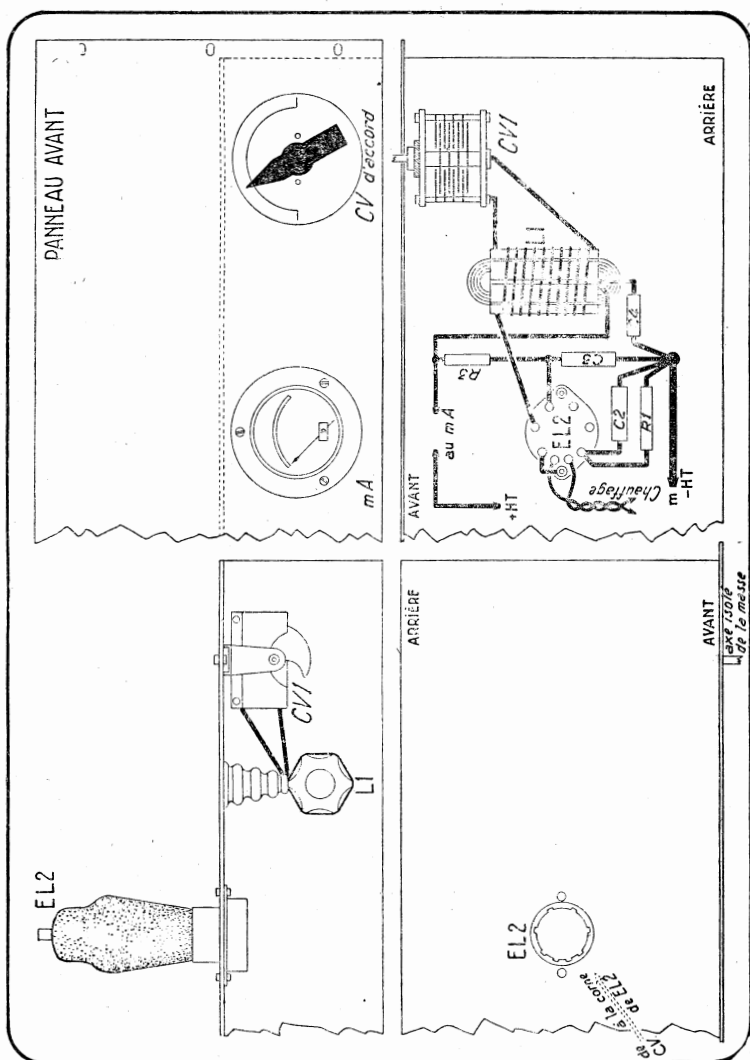


FIGURE 214. — Réalisation d'un étage doubleur de fréquence pentode EL2 suivant schéma de la FIGURE 185. Cet ensemble est destiné à compléter celui de la FIGURE 142.

Les valeurs des éléments figurent page 249.

Les caractéristiques des bobinages sont identiques à celles indiquées pour les auto-oscillateurs : gamme 80, 40 ou 20 mètres.

Le montage Tri-Tet, par exemple, peut être considéré comme l'excitateur le plus simple. On peut l'utiliser en oscillateur ordinaire ou en doubleur de fréquence. Il fournit une oscillation de sortie sur deux fréquences harmoniques.

Les excitateurs plus perfectionnés permettent l'excitation de l'étage de puissance sur au moins trois gammes. Ils comportent soit des selfs interchangeables, soit un système de commutation permettant le passage de l'une à l'autre gamme d'émission. Leur alimentation est toujours distincte de celle de l'étage final. Elle s'effectue généralement sous une tension qui ne dépasse pas celle utilisée dans les récepteurs ou les amplificateurs : le même matériel standard peut être utilisé, qui ne conviendrait pas à l'alimentation de l'étage final.

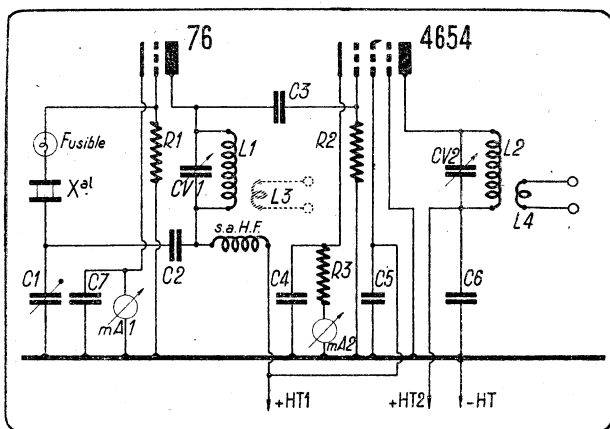


FIGURE 215. — Excitateur bilampe fournissant une onde de sortie sur 80, 40, 20 ou 10 mètres avec un cristal 80 mètres, ou 40, 20 ou 10 mètres avec un cristal 40 mètres.

Xal : cristal.

Fusible : lampe 60 mA.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : 50.000 ohms (1 watt).

R2 : 40.000 ohms (2 watts).

R3 : 300 ohms (2 watts).

C1 : 100 cm maximum (ajustable mica).

C2 : 1.000 cm (mica).

C3 : 100 cm (mica).

C4 : 10.000 cm (mica).

C5 : 10.000 cm (mica).

C6 : 10.000 cm (mica).

C7 : 10.000 cm (mica).

HT : 420 volts.

HT1 : 210 volts.

Un bon excitateur est à la base d'un bon émetteur multibande : il convient donc d'attacher une grande importance à son choix et un grand soin à sa réalisation.

Les montages décrits précédemment peuvent être associés à un étage doubleur comme le représentent les figures 213 et 214. Ces montages conviennent surtout pour des installations destinées au trafic sur une seule gamme car les selfs n'ont pas été prévues interchangeables.

Les montages suivants sont, au contraire, des exemples typiques d'excitateurs plus ou moins perfectionnés, réalisés avec selfs interchangeables, fonctionnant sur trois gammes harmoniques avec un seul quartz pilote.

**77. Exciteur bilampe 76-4654.** — Le montage comprend un oscillateur-doubleur quartz à réaction et un étage doubleur de fréquence (figure 215).

En utilisant un cristal 80 mètres, on peut obtenir une onde de sortie sur 80 mètres en faisant fonctionner le premier étage en oscillateur. Le circuit L1-CV1 doit être accordé sur la fréquence du cristal; la seconde lampe est inutilisée, ou sert d'étage intermédiaire sans neutrodynage puisque la 4654 ou la OS12/600 est une lampe pentode spéciale pour émission.

On peut obtenir une onde de sortie sur 40 mètres en faisant fonctionner soit la première lampe en oscillatrice-doubleuse et la seconde en amplificatrice, soit la première en oscillatrice ordinaire et la seconde en doubleuse. La première combinaison est ordinairement préférable. L'onde de sortie sur 20 mètres est obtenue en faisant fonctionner la première lampe en oscillatrice-doubleuse et la seconde également en doubleuse.

En utilisant un cristal 40 mètres, des combinaisons semblables sont possibles pour recueillir une onde de sortie sur 40, 20 ou 10 mètres.

La puissance de sortie est comprise entre 10 et 15 watts suivant les gammes.

Les caractéristiques des bobinages sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

#### — CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS —

(Schéma de la figure 215)

CV1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  maximum. CV2 : 50  $\mu\mu\text{F}$  maximum (variables à air).

Self 80 mètres : 34 spires jointives de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm de diamètre.

Self 40 mètres : 17 spires de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin fileté en stéatite de 35 mm de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm.

Self 20 mètres : 8 spires de fil 12/10 émaillé ou nu sur mandrin fileté de 35 mm de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm.

Self 10 mètres : 4 spires de fil 12/10 nu ou émaillé sur mandrin fileté de 35 mm de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 26 mm.

Les caractéristiques des selfs L1 et L2 sont identiques pour l'une ou l'autre lampe.

L3 ou L4 : 2 à 3 spires de couplage.

La disposition des organes, y compris le redresseur et le transformateur d'alimentation est représentée en détail figure 216. Le câblage de l'alimentation n'a toutefois pas été dessiné car il ne diffère pas de celui d'un récepteur classique.

Les caractéristiques du transformateur sont : Primaire : tension et fréquence du secteur. Secondaires : 2 fois 2,5 volts, 3 ampères pour le chauffage de la valve 5Z3, 2 fois 3,15 volts, 6,5 ampères pour le chauffage des filaments des lampes, 2 fois 400 volts, 120 milliampères pour la haute tension.

Le filtrage est réalisé au moyen d'une self 50 henrys, 150 mA (résistance en ohms 310 ohms) placée dans le + H.T., et de deux condensateurs électrochimiques de 8  $\mu\text{F}$  (tension de service 525 volts).

Le diviseur de tension peut dissiper 10 watts : il a pour valeur 50.000 ohms.

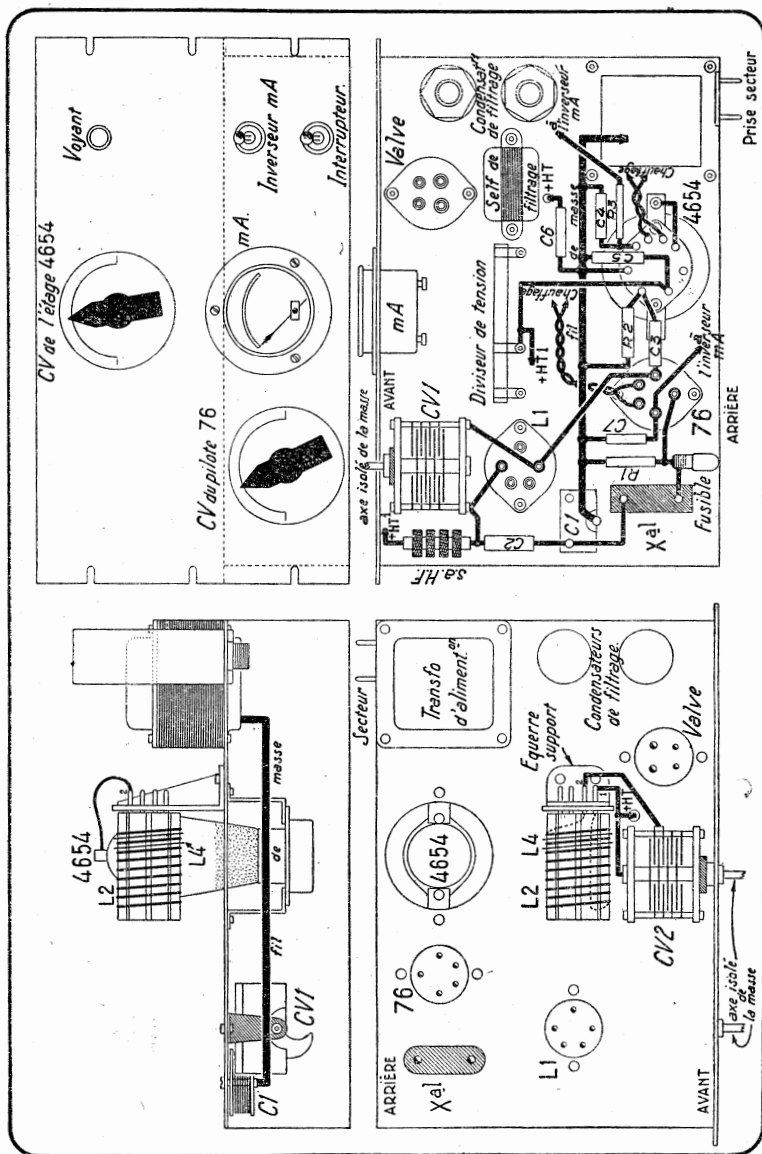


FIGURE 216. — Réalisation de l'excitateur bilampe 76-4654.

Les réglages de l'excitateur s'effectuent en accordant les condensateurs variables de façon à obtenir l'éclat maximum de l'ampoule d'une boucle de Hertz couplée aux selfs correspondante. Normalement, la lampe 76 consomme de 10 à 30 mA,

et le courant cathodique de la 4654 est compris entre 50 et 90 mA, selon la charge d'antenne.

Le réglage du condensateur de réaction C1 sur l'étage pilote se trouve normalement entre le tiers et la moitié de la capacité. Si la capacité est trop forte, le rendement est diminué. Si la capacité est trop faible, la puissance de sortie est augmentée, mais le courant H.F. dans le cristal est lui-même augmenté et le fonctionnement devient instable : des auto-oscillations apparaissent et le pilotage ne s'effectue plus.

Si donc, l'on constate, quel que soit le réglage de CV1, un éclat continu de l'ampoule de la boucle de Hertz couplée à L1, il faut augmenter la capacité de C1. Avec un cristal 80 ou 40 mètres, l'ampoule fusible (60 mA) ne doit qu'à peine s'éclairer pour un réglage convenable, et le décrochage se produire dès que CV1 est déréglé.

78. **Excitateur trilampe 76-6V6G-4654.** — Le montage comprend un oscillateur quartz et deux étages doubleurs de fréquence montés en cascade (figure 217). Un système de commu-

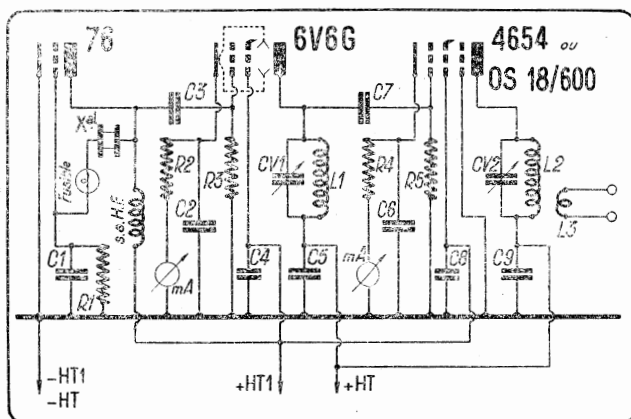


FIGURE 217. — Excitateur trilampe fournissant une onde de sortie sur 80, 40 et 20 mètres avec un cristal 160 mètres ou 40, 20 et 10 mètres avec un cristal 80 mètres.

Xal : cristal.

Fusible : lampe 60 mA.

S.a.HF : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : 50.000 ohms (1 watt).

R2 : 300 ohms (2 watts).

R3 : 75.000 ohms (2 watts).

R4 : 300 ohms (2 watts).

R5 : 40.000 ohms (2 watts).

C1 : 100 à 200 cm (mica).

C2 : 10.000 cm (mica).

C3 : 10.000 cm (mica).

C4 : 10.000 cm (mica).

C5 : 10.000 cm (mica).

C6 : 10.000 cm (mica).

C7 : 250 cm (mica).

C8 : 10.000 cm (mica).

C9 : 10.000 cm (mica).

HT : 350 volts.

HT1 : 250 volts.

tation permet de mettre hors circuit la deuxième lampe pour utiliser l'excitateur sur fondamentale.

En utilisant un cristal 160 mètres, on peut obtenir une onde de sortie sur 160, 80, 40 ou 20 mètres ; avec un cristal 80 mètres, 80, 40, 20 ou 10 mètres.

La lampe quartz est utilisée en oscillatrice Pierce : aucun réglage d'accord n'est à faire pour la première lampe qui fournit constamment une oscillation de sortie sur la fréquence du cristal. Un cristal 40, 20 ou 10 mètres ne donnerait qu'une faible puissance avec ce montage, tandis que les cristaux 80 et 160 mètres fournissent d'excellents résultats.

Pour le fonctionnement sur l'harmonique 2, la lampe 6V6G est utilisée en doubleuse et la 4654 (OS12/600) en amplificatrice intermédiaire.

Pour le fonctionnement sur l'harmonique 4, les lampes 6V6G et 4654 sont utilisées en doubleuses.

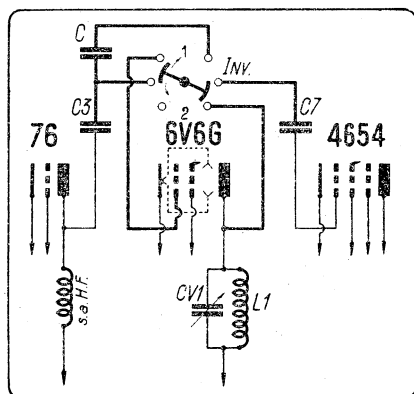
Pour le fonctionnement sur l'harmonique 8, il est préférable d'utiliser la lampe 6V6G en quadrupleuse de fréquence et la 4654 en doubleuse. La puissance de sortie est plus élevée que si la 4654 était quadrupleuse et la 6V6G doubleuse. On peut, dans ce cas augmenter le rendement en substituant à la 6V6G quadrupleuse, une 6L6G montée suivant le schéma de la figure 207.

FIGURE 218. — Pour utiliser l'excitateur de la FIGURE 155 sur fondamentale du cristal, il faut prévoir un inverseur Inv. permettant de mettre hors ou en circuit la lampe intermédiaire.

Position 1 : 6V6G en circuit.

Position 2 : 6V6G hors circuit.

C : 50  $\mu$ F (mica).



Le détail de la commutation de l'inverseur pour fonctionnement sur fondamentale est représenté figure 218. Il est préférable de mettre hors circuit la 6V6G qui aurait tendance à auto-osciller si elle était employée en amplificatrice intermédiaire et produirait une surexcitation de la 4654.

Les différentes lampes fonctionnent comme suit :

$\lambda$ du cristal	$\lambda$ de sortie	76	6V6G	4654
160 mètres	160 mètres	160 m.	Hors service	160 m.
160 mètres	80 mètres	160 m.	160/80 m.	80 m.
160 mètres	40 mètres	160 m.	160/80 m.	80/40 m.
160 mètres	20 mètres	160 m.	160/40 m.	40/20 m.
80 mètres	80 mètres	80 m.	Hors service	80 m.
80 mètres	40 mètres	80 m.	80/40 m.	40 m.
80 mètres	20 mètres	80 m.	80/40 m.	40/20 m.
80 mètres	10 mètres	80 m.	80/20 m.	20/10 m.

La puissance de sortie est comprise entre 8 et 12 watts suivant les gammes.

Les caractéristiques des bobinages sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

— CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS —

(Schéma de la figure 217)

CV1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  maximum (variable à air).

CV2 : 50  $\mu\mu\text{F}$  maximum (variable à air).

Self 160 mètres : L2 : 70 spires jointives de fil 5/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm de diamètre.

Self 80 mètres : L1 : 32 spires jointives de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm. de diamètre.

L2 : 34 spires jointives de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm. de diamètre.

Self 40 mètres : L1 : 16 spires jointives de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm. de diamètre.

L2 : 17 spires jointives de fil 8/10, 2 couches soie sur mandrin lisse en stéatite de 35 mm. de diamètre.

Self 20 mètres : L1 : 9 spires de fil 12/10 nu ou émaillé sur mandrin fileté de 35 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm. environ.

L2 : 8 spires de fil 12/10 nu ou émaillé sur mandrin fileté de 35 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm. environ.

Self 10 mètres : L2 : 3 spires 1/2 de fil 12/10 nu ou émaillé sur mandrin fileté de 35 mm. Hauteur : de l'enroulement : 35 mm. environ.

La disposition des organes est représentée en détail *figure* 219. L'alimentation n'est pas montée sur le même châssis métallique, mais se trouve à part. Le transformateur d'alimentation est prévu avec les secondaires : 6,3 volts 0,9 ampère (chauffage de la valve EZ4), 2 fois 3,15 volts 4,6 ampères (chauffage des lampes) et 2 fois 375 volts 110 milliampères (haute tension). La self de filtrage est de 50 henrys sous 150 mA (résistance 310 ohms). Les condensateurs de filtrage ont chacun 16  $\mu\text{F}$  pour capacité (filtrage dans le + H.T.)

La haute tension appliquée à la lampe 76 ne doit jamais dépasser 250 volts au maximum : elle est réglée à l'aide d'un diviseur de tension de 50.000 ohms (10 watts) à colliers.

On peut intercaler une capacité fixe de 6.000 à 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica) en série entre la plaque et le cristal afin d'éviter que les deux armatures du quartz se trouvent soumises à la tension continue d'alimentation.

La self d'arrêt placée dans le circuit anodique de la lampe 76 est un modèle réception à quatre enroulements en nids d'abeilles (L = 2,5 mH, C = 1  $\mu\mu\text{F}$ ).

La self L1 est montée sur un mandrin à 5 broches (culot américain) afin d'être facilement interchangeable. Le support de la self L2 est fixée à une équerre support. Les supports de selfs sont en stéatite, comme les mandrins.

La prise alimentation est faite sur le panneau arrière du châssis par un support de lampe américaine (en bakélite) à six broches.

La lampe 4654 passe à travers une ouverture circulaire per-



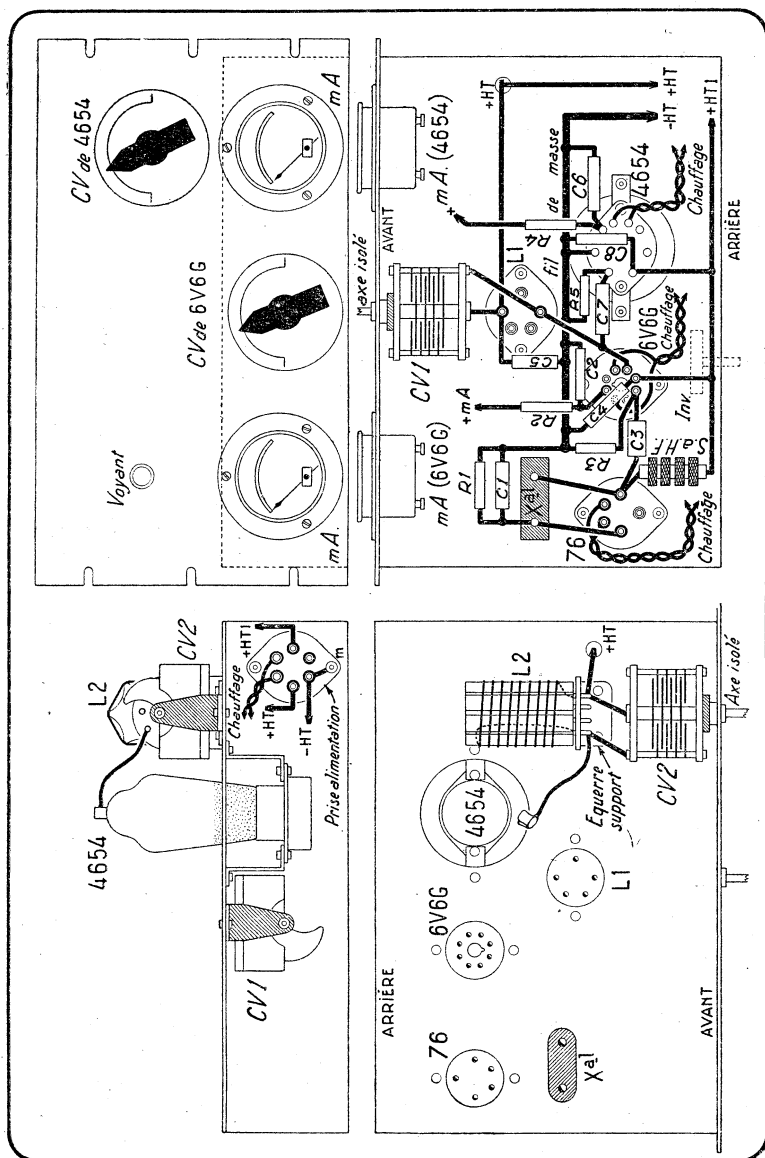


FIGURE 219. — Réalisation de l'exciteur trilampe 76-6V6G-4654.

cée dans la platine du châssis : le support de lampe à contacts latéraux est maintenu sous le châssis par des lamelles métalliques convenablement cambrées. La métallisation affleure le niveau du châssis, mais elle ne doit pas être en contact avec

ce dernier (sauf pour la OS12/600) car elle est reliée électriquement à la cathode.

Les réglages de l'exciteur se réduisent à ceux des deux étages doubleurs : le minimum de courant anodique ou l'éclat lumineux maximum à la boucle de Hertz correspond à l'accord exact.

Cet exciteur, plus compliqué que le précédent a l'avantage de pouvoir fonctionner sur quatre gammes : si cette condition n'est pas essentielle, le montage bilampe est plus intéressant, car pouvant être monté avec des cristaux 40 mètres.

**79. Exciteur trilampe 6L6-4654-4654.** — Le montage comprend un oscillateur quartz, un premier étage doubleur et un second étage doubleur monolampe ou bilampe (figure 220).

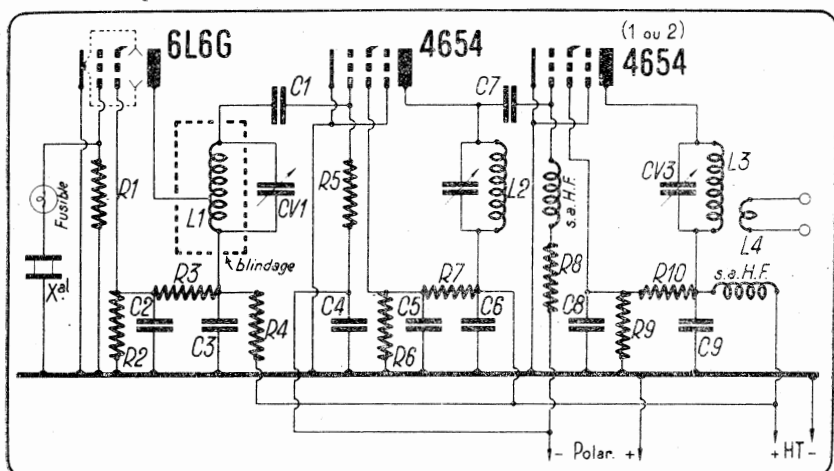


FIGURE 220. — Exciteur trilampe fournissant une onde de sortie sur 40 ou 20 mètres avec un cristal 80 mètres, ou 20 ou 10 mètres avec un cristal 40 mètres.

Xal : cristal.

Fusible : ampoule 60 mA pour lampe de poche.

S.2.HF : self d'arrêt haute fréquence.

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).

R2 : 50.000 ohms (2 watts).

R3 : 10.000 ohms (2 watts).

R4 : 5.000 ohms (2 watts).

R5 : 150.000 ohms (2 watts).

R6 : 50.000 ohms (2 watts).

R7 : 10.000 ohms (2 watts).

R8 : 70.000 ohms (2 watts).

R9 : 50.000 ohms (4 watts)..

R10 : 10.000 ohms (5 watts).

C1 : 50 cm (mica).

C2 : 10.000 cm (mica).

C3 : 10.000 cm (mica).

C4 : 4.000 cm (papier).

C5 : 10.000 cm (mica).

C6 : 10.000 cm (mica).

C7 : 50 cm (mica).

C9 : 10.000 cm (mica).

C8 : 10.000 cm (mica).

HT : 600 volts.

Polar : 70 volts.

Il peut fonctionner avec des cristaux 80 ou 40 mètres ; avec un cristal 80 mètres, il fournit une onde de sortie sur 40 ou 20 mètres ; avec un cristal 40 mètres, il fournit une onde de sortie sur 20 ou 10 mètres.

La lampe quartz fonctionne toujours sur fondamentale du cristal : son montage est celui d'une oscillatrice ordinaire.

La seconde lampe forme un étage intermédiaire sans neutrodynage lorsque l'onde de sortie doit être l'harmonique 2 : 40 mètres avec un cristal 80 mètres, 20 mètres avec un cristal 40 mètres. Elle peut fonctionner en doubleuse si l'on veut obtenir avec l'exciteur l'harmonique 4 (20 mètres ou 10 mètres suivant le cristal ou même en quadrupleuse de fréquence).

Le dernier étage est toujours utilisé en doubleur de fréquence : il peut être monté soit avec une seule lampe, soit avec deux lampes 4654 ou OS18/600 en parallèle, si une puissance de sortie élevée est désirée.

Les fonctionnements possibles de l'exciteur sont résumés dans le tableau suivant :

$\lambda$ du cristal	$\lambda$ de sortie	6L6G	4654	(1 ou 2) 4654
80 mètres	40 mètres	80 m.	80 m.	80/40 m.
80 mètres	20 mètres	80 m.	80/40 m.	40/20 m.
80 mètres	10 mètres	80 m.	80/20 m.	20/10 m.
40 mètres	20 mètres	40 m.	40 m.	40/20 m.
40 mètres	10 mètres	40 m.	40/20 m.	20/10 m.

La puissance de sortie est d'une vingtaine de watts environ avec une seule 4654 finale et le double avec deux lampes.

Les caractéristiques des bobinages sont indiquées dans le tableau ci-dessous :

#### — CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS —

(Schéma de la figure 220)

CV1 : 50  $\mu\text{F}$  (variable à air).

CV2 : 50  $\mu\text{F}$  (variable à air).

CV3 : 50  $\mu\text{F}$  (variable à air).

SELF L1 : Gamme 80 mètres : 36 spires jointives de fil émaillé de 6/10 sur un mandrin de 40 mm. de diamètre.

Prise à la 20<sup>e</sup> spire à partir du + HT.

Gamme 40 mètres : 20 spires de fil émaillé de 6/10 sur un mandrin de 40 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 40 mm.

Prise à la 10<sup>e</sup> spire.

SELF L2 : Gamme 80 mètres : 36 spires jointives de fil 6/10, deux couches coton sur un mandrin en bakélite de 40 mm. de diamètre.

Gamme 40 mètres : 37 spires jointives de fil 10/10, deux couches sur un mandrin en bakélite de 2 cm 5 de diamètre.

Gamme de 20 mètres : 15 spires de fil nu 20/10, bobinées sans support. Diamètre de l'enroulement : 3 cm. Longueur de l'enroulement : 5 cm 5.

Gamme 10 mètres : 9 spires de fil nu 20/10, bobinées sans support. Diamètre de l'enroulement : 22 mm. Longueur de l'enroulement : 5 cm.

SELF L3 : Gamme 40 mètres : 20 spires jointives de fil 10/10, deux couches coton sur un mandrin de 40 mm. de diamètre.

- SELF L3 : Gamme 20 mètres : 16 spires fil nu 10/10, bobinées sans support.  
Diamètre de l'enroulement : 28 mm. Longueur de l'enroulement : 5 cm 5.
- Gamme 10 mètres : 7 spires fil nu 20 /10, bobinées sans support.  
Diamètre de l'enroulement : 20 mm. Longueur de l'enroulement : 4 cm.
- SELF L4 : 2 spires bobinées sans support, de diamètre légèrement supérieur à celui de la self L3 correspondante.

La disposition schématique des organes est représentée figure 221.

La consommation anodique des différents étages est la suivante, en fonctionnement normal :

Lampe 6L6G : 55 mA.

Lampe 4654 : amplificatrice intermédiaire : 50 mA environ.  
doubleuse de fréquence : 40 mA environ.  
quadrupleuse de fréquence : 40 mA environ.

Deux 4654 en parallèle : doubleuses de fréquence 80/40 m.  
Plaque : 100 mA environ. doubleuses de fréquence 40/20 m.  
Ecran : 12 mA environ. doubleuses de fréquence 20/10 m.

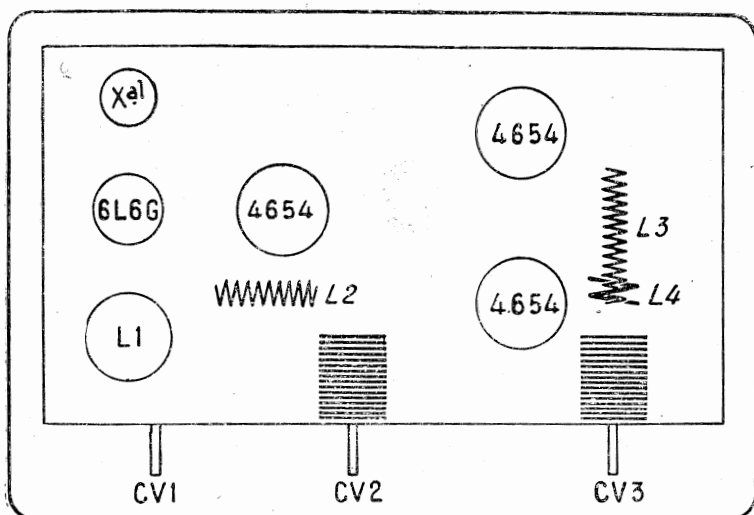


FIGURE 221. — Disposition des éléments du schéma de la FIGURE 220 sur le châssis. Les lampes 4654 traversent le panneau, comme il est indiqué pour les autres plans.

Ces données permettent de fixer les caractéristiques de l'alimentation, plus puissante que pour les montages précédents.

Le réglage de l'excitateur s'effectue sous tension anodique réduite (400 volts), étage par étage : vérification de l'oscillation à l'étage cristal avec la boucle de Hertz ; vérification de la fréquence de sortie de l'étage doubleur ou intermédiaire à l'ondemètre d'absorption et même vérification pour l'étage final.

La haute tension normale est appliquée une fois que tous les réglages ont été effectués avec précision : la pleine charge peut alors être prise à la self L4 vers l'amplificateur final de puissance.

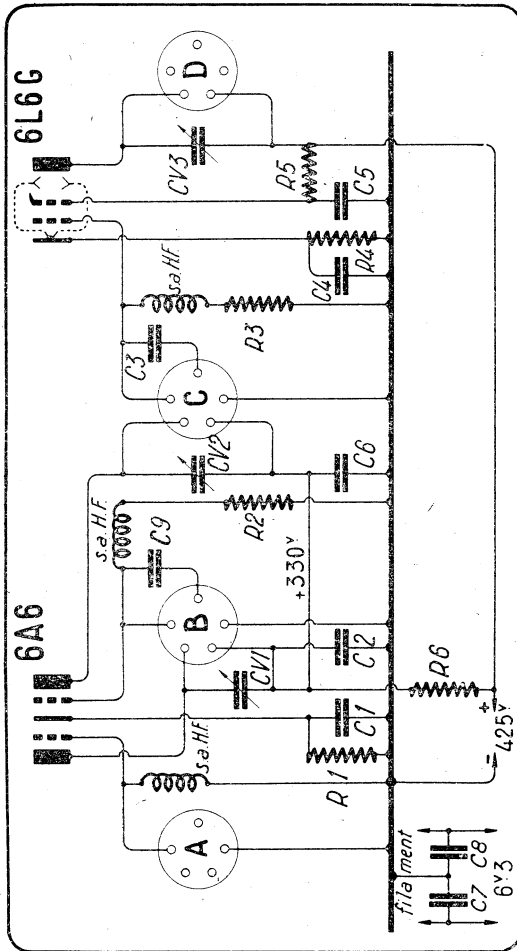


FIGURE 222. — Schéma de l'excitateur Jones pouvant fonctionner sur les gammes 3,5, 7 et 14 mc/s, avec un cristal 80 mètres, ou 7, 14 et 28 mc/s avec un cristal 40 mètres.

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence.

- R1 : 400 ohms (10 watts).  
 R2 : 50.000 ohms (2 watts).  
 R3 : 100.000 ohms (2 watts).  
 R4 : 300 ohms (10 watts).  
 R5 : 30.000 ohms (3 watts).  
 R6 : 1250 ohms (10 watts).  
 C1 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

- C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C3 : 50  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C4 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C5 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C6 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C7 : 4.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C8 : 4.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C9 : 50  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

On remarque que dans cet exciteur, un étage pilote assez puissant est utilisé : il est faiblement couplé à l'étage suivant afin d'accroître la stabilité même lorsque l'exciteur produit une onde de sortie sur harmonique 4.

Le montage pourrait constituer à lui seul un émetteur intéressant si ce n'était l'inconvénient que le dernier étage fonctionne constamment en doubleur de fréquence. L'harmonique de rang inférieur à celui utilisé (20 m. lorsque la longueur d'onde de sortie est 10 m., par exemple), peut être transmise à l'antenne si l'on ne prend pas de précautions spéciales. Au surplus, la modulation sur un étage doubleur de fréquence, bien que possible n'est pas à conseiller.

Le montage convient parfaitement bien comme exciteur d'un étage final puissant (100 à 200 watts) devant fonctionner sur plusieurs bandes.

**80. Exciteur Jones.** — Nous donnons à titre documentaire le schéma de cet exciteur qui a connu aux U.S.A. un grand succès (figure 222). Il permet avec un cristal de 80 mètres d'obtenir une onde de sortie sur les gammes 80, 40 et 20 mètres ou avec un cristal 40 mètres d'obtenir une onde de sortie sur les gammes 40, 20 et 10 mètres.

Il ne comporte que deux lampes : une double triode 6A6 et une tétrode 6L6G. L'une des triodes est montée en oscillatrice ordinaire à cristal, l'autre peut être utilisée en doubleuse de fréquence ou en oscillatrice quartz suivant les cas. Elle n'est pas employée en amplificatrice intermédiaire car elle devrait alors être neutrodynée. Il est plus simple de mettre la première lampe hors-circuit lorsqu'un seul doublage de fréquence est nécessaire et d'utiliser la seconde en oscillatrice : il suffit de substituer le support de quartz à la self d'entrée, opération facile car les deux organes sont montés avec le même brochage (figure 223).

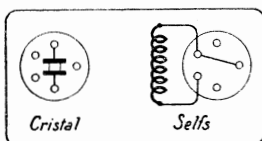


FIGURE 223. — Brochage du cristal et des selfs.

La 6L6G fonctionne toujours en doubleuse de fréquence comme le montre le tableau ci-dessous :

$\lambda$ du cristal	$\lambda$ de sortie	Support A	Support B	Support C	Support D
80 mètres	80 m.	—	—	Xal	self 80 m.
80 mètres	40 m.	—	Xal	self 80 m.	self 40 m.
80 mètres	20 m.	Xal	self 80 m.	self 40 m.	self 20 m.
40 mètres	40 m.	—	—	Xal	self 40 m.
40 mètres	20 m.	—	Xal	self 40 m.	self 20 m.
40 mètres	10 m.	Xal	self 40 m.	self 20 m.	self 10 m.

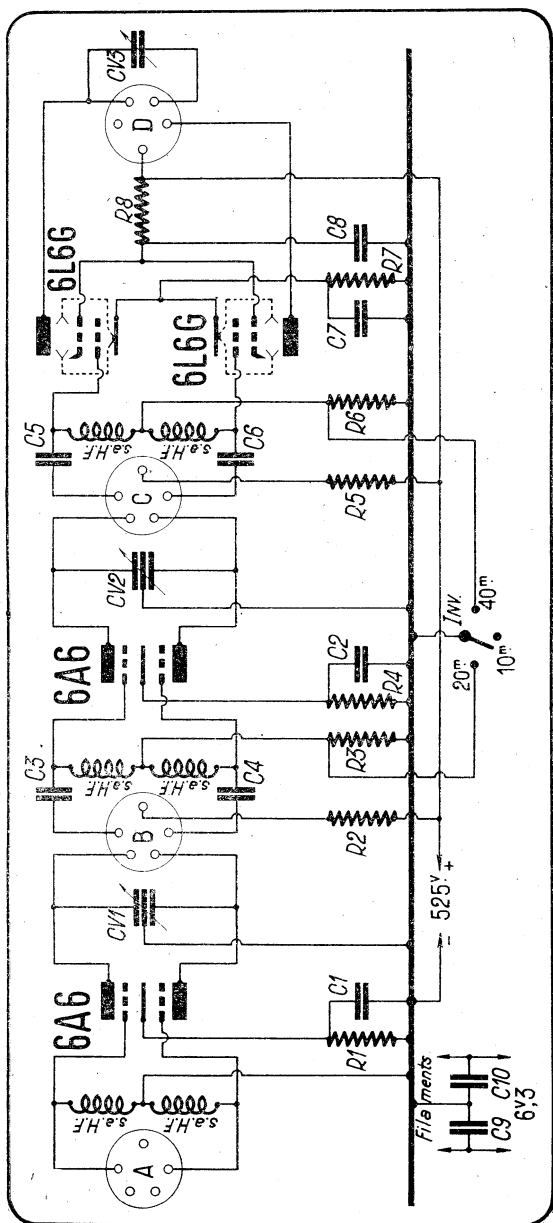


FIGURE 224. — Schéma de l'excitateur « Bi-Push » pouvant fonctionner sur les gammes 7, 14 et 28 mc/s avec un cristal 40 mètres et 3,5, 7 et 14 mc/s avec un cristal 80 mètres. (Voir les valeurs des éléments en bas de la page 286).

Les bobinages sont interchangeables et sont réalisés d'après les caractéristiques ci-après :

CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

(Schéma de la figure 222)

CV1, CV2, CV3 = 100  $\mu$ F (variables à air).

*Self* 160 mètres : 65 spires jointives fil 6/10, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 38 mm. de diamètre.

*Self* 80 mètres : 30 spires fil 6/10, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 38 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 44 mm.

*Self* 40 mètres : 17 spires fil 8/10, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 38 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm.

*Self* 20 mètres : 8 spires fil 10/10, deux couches soie, sur mandrin stéatite de 38 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 44 mm.

*Self* 10 mètres : 3 spires fil 12/10 nu, sur mandrin stéatite de 38 mm. de diamètre. Hauteur de l'enroulement : 38 mm.

L'alimentation nécessaire à cet exciteur est d'environ 125 mA sous 425 volts. La puissance haute fréquence de sortie est de 10 à 15 watts suivant les gammes.

81. Exciteur « Bi-Push ». — Cet exciteur (figure 224) également d'origine américaine est plus récent et plus puissant que le précédent. Il utilise deux lampes 6A6 et deux 6L6G.

Tous les étages ne sont utilisés que si l'exciteur doit fournir l'harmonique 4 du cristal. Pour l'harmonique 2, seuls servent l'avant-dernier et le dernier étage. Sur fondamentale, le dernier étage constitue un oscillateur quartz et les deux premières lampes ne servent pas.

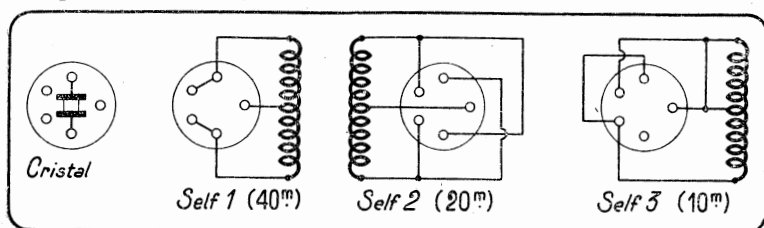


FIGURE 225. — Brochage des différentes selfs.

Les lampes 6A6 et les 6L6G sont montées en push-pull lorsqu'elles servent en oscillatrices et en push-push lorsqu'elles

Valeur des éléments de la figure 224 :

R1 : 400 ohms (10 watts).	R8 : 15.000 ohms (10 watts).
R2 : 40.000 ohms (30 watts ou plus) résistance bobinée.	C1 : 4.000 $\mu$ F (mica).
R3 : 10.000 ohms (10 watts).	C2 : 4.000 $\mu$ F (mica).
R4 : 400 ohms (10 watts).	C3 : 150 $\mu$ F (mica).
R5 : 4.000 ohms (30 watts ou plus) résistance bobinée.	C4 : 150 $\mu$ F (mica).
R6 : 2 résistances de 100.000 ohms (2 watts) en parallèle.	C5 : 500 $\mu$ F (mica).
R7 : 200 ohms (10 watts).	C6 : 500 $\mu$ F (mica).
	C7 : 4.000 $\mu$ F (mica).
	C8 : 4.000 $\mu$ F (mica).
	C9 : 4.000 $\mu$ F (mica).
	C10 : 4.000 $\mu$ F (mica).



fonctionnent en doubleuses. Le branchement s'effectue automatiquement en plaçant dans leur support les selfs spécialement prévus (figure 225).

La puissance de sortie peut atteindre 40 watts sur toutes les gammes, soit en partant d'un cristal 80 mètres, soit d'un cristal 40 mètres.

L'alimentation doit être faite sous une tension légèrement supérieure à 500 volts, à l'aide d'un transformateur prévu avec enroulement haute tension pouvant fournir une puissance de 150 watts. Une valve 5Z3 peut servir au redressement du courant de HT, mais elle doit être montée avec un filtre à self d'entrée (résistance inférieure à 100 ohms).

Les caractéristiques des bobinages sont spécifiées dans le tableau ci-dessous :

#### CARACTERISTIQUES DES BOBINAGES

(montage Bi-push de la figure 224)

CV1, CV2 :  $2 \times 100 \mu\text{F}$  (variables à air).

CV3 :  $50 \mu\text{F}$  (variable à air).

- 1° Self 40 mètres : 18 spires fil 10/10, deux couches coton, occupant la hauteur libre de bobinage sur mandrin *National XR 20-5*. Prise médiane à la 9<sup>e</sup> spire. Brochage indiqué figure 163.
- 2° Self 20 mètres : 8 spires fil 12/10 nu, occupant la hauteur libre de bobinage sur mandrin *XR20-5*. Prise médiane à la 4<sup>e</sup> spire. Brochage indiqué figure 163.
- 3° Self 10 mètres : 3 spires 1/2 fil nu 12/10, occupant la hauteur disponible sur mandrin *XR 20-5* sans prise médiane.
- 4° Self 80 mètres : 34 spires jointives de fil 6/10, deux couches coton, sur mandrin *National XR 20-5*. Prise médiane. Même brochage que la self 1, 40 mètres.
- 5° Self 40 mètres : mêmes caractéristiques que la self 1, mais avec le brochage de la self 2.

Les selfs sont utilisées comme suit pour le fonctionnement sur les différentes gammes :

$\lambda$ du cristal	$\lambda$ de sortie	Sup. A	Sup. B	Sup. C	Sup. D
80 mètres	80 mètres	—	—	Xal	Self 4
80 mètres	40 mètres	—	Xal	Self 4	Self 5
80 mètres	20 mètres	Xal	Self 4	Self 5	Self 2
40 mètres	40 mètres	—	—	Xal	Self 1
40 mètres	20 mètres	—	Xal	Self 1	Self 2
40 mètres	10 mètres	Xal	Self 1	Self 2	Self 3

Il faut avoir soin de ne pas oublier de manœuvrer l'inverseur *Inv.* suivant que le fonctionnement a lieu sur l'une des différentes gammes. Les indications portées correspondent à l'emploi d'un cristal 40 mètres. Pour un cristal 80 mètres, les repères deviennent :

- 80 mètres, au lieu de 40 m.
- 40 mètres, au lieu de 20 m.
- 20 mètres, au lieu de 10 m.

L'exciteur « Bi-Push » utilise des lampes ordinaires de réception et n'exige aucun neutrodynage. Le passage d'une gamme à l'autre s'effectue très rapidement. Il requiert toutefois une puissance d'alimentation assez élevée, mais peut servir à l'excitation d'un amplificateur final capable de fournir une puissance de plus de 150 watts sur toutes les gammes allouées aux amateurs.

82. Exciteur 6L6 + 6L6 toutes gammes. — Le montage de la figure 226 constitue un exciteur à quartz, toutes gammes\* utilisant seulement deux lampes 6L6. Le passage d'une gamme à

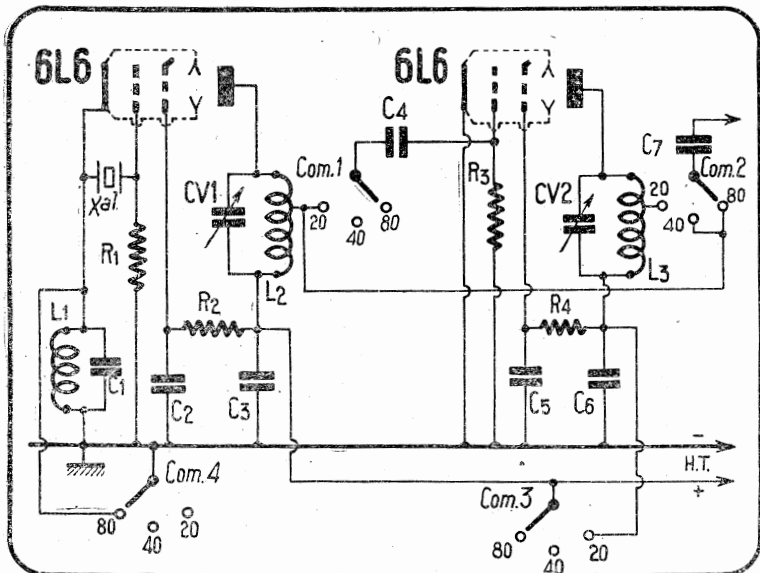


FIGURE 226. — Montage exciteur toutes gammes utilisant deux tubes 6L6.

Valeur des éléments :

R1 : 250.000 ohms (0,5 watt).  
 R2 : 20.000 ohms (1 watt).  
 R3 : 100.000 ohms (1 watt).  
 R4 : 20.000 ohms (1 watt).  
 CV1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).  
 CV2 : 50  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).  
 Xal : quartz 80 mètres.  
 HT : 400 volts, 100 mA.

C1 : 200  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 2.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C3 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C4 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (ajustable si possible).  
 C5 : 2.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C6 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C7 : 200  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

Le commutateur est à 3 positions et 4 galettes en stéatite.

l'autre s'effectue très simplement par la manœuvre d'un commutateur, les selfs correspondant à la gamme en service sont mises en place dans chaque cas.

\* Ou plus exactement sur quatre gammes harmoniques.

La première lampe 6L6 fonctionne soit en oscillatrice Tri-Tet, soit en oscillatrice ordinaire. Avec un quartz 80 mètres, le fonctionnement est le suivant :

*Gamme 80 mètres.* — 6L6 : oscillatrice ordinaire ;

L1-C1 : court-circuité par *Com. 4* ;

L2-CV1 : accordé sur 80 mètres ;

Sortie branchée sur C7 par *Com. 2*.

*Gamme 40 mètres.* — 6L6 : oscillatrice tri-tet ;

L1-C1 : en service ;

L2-CV1 : accordé sur 40 mètres ;

Sortie branchée sur C7 par *Com. 2*.

*Gamme 20 mètres.* — 6L6 : oscillatrice tri-tet ;

L1-C1 : en service ;

L2-CV1 : accordé sur 40 mètres ;

Dans ce cas, la première 6L6 est reliée, à travers *Com. 1* à la seconde 6L6, alimentée sous la haute tension à travers *Com. 3*. Cette dernière lampe fonctionne en doubleuse.

L3-CV2 : accordé sur 20 mètres ;

Sortie branchée sur C7 par *Com. 2*.

Si l'on voulait obtenir le fonctionnement sur 10 mètres en partant d'un quartz de 80 mètres, il faudrait soit utiliser la seconde 6L6 en quadrupleuse de fréquence (L3-CV2, accordé sur 10 mètres) soit, de préférence, adjoindre une troisième lampe 6L6, mise sous tension seulement dans ce cas, et fonctionnant en doubleuse de fréquence\*.

Lorsqu'un quartz 40 mètres est employé, le même montage à deux lampes permet d'obtenir 40, 20 et 10 mètres en utilisant les selfs correspondantes.

Les caractéristiques de la self L3 ont été déterminées de façon à obtenir avec CV2 l'accord sur 20 mètres, le condensateur variable étant près du maximum de capacité, et l'accord sur 10 mètres, près du minimum de capacité. Il est possible d'améliorer le rendement sur 20 mètres (cas du cristal 80 mètres), en adoptant une bobine de 14 spires à la place de celle de 10 spires mentionnée dans le tableau.

Il n'existe aucune difficulté pratique pour la réalisation du montage. Prendre les précautions habituelles :

— Connexions parcourues par la H.F. très courtes ; en particulier les connexions de grille et de plaque ;

— Découplages d'écran par condensateur soudé à la cosse du support de lampe ;

— Commutateurs disposés à côté des selfs : éloigner les galettes (en stéatite) en les enfilant si possible sur un axe isolant ;

— Connexions de masse réalisées pour chaque lampe en un même point du châssis. Réunion des deux points ainsi obtenus, dans le cas présent, par un gros fil de cuivre (20/10) ou mieux un ruban.

\* Utiliser le schéma de la figure 186.

Les caractéristiques de construction des bobinages sont données dans le tableau ci-après :

— CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS —

(schéma de la figure 226)

	L2	L3
Gamme 80 mètres	30 spires fil 65/100 bobinées sur un mandrin de 35 mm de diamètre pour occuper une longueur de 35 mm. Prise à la 12 <sup>e</sup> spire à partir de la plaque.	—
Gamme 40 mètres	17 spires 1/2 fil 8/10 bobinées sur un mandrin de 35 mm de diamètre pour occuper une longueur de 32 mm. Prise à la 8 <sup>e</sup> spire à partir de la plaque.	—
Gamme 20 mètres	Identique au bobinage ci-dessus.	10 spires fil 8/10 sur un mandrin de 35 mm de diamètre pour occuper une long. de 35 mm. Prise à la 5 <sup>e</sup> spire.
Gamme 10 mètres	Identique au bobinage ci-dessus.	Identique au bobinage ci-dessus.
Self L1 : 10 spires de fil 8/10 bobinées sur un mandrin de 35 mm de diamètre pour occuper une longueur de 35 mm.		
CV1 : 100 $\mu\mu$ F (variable à air)    CV2 : 50 $\mu\mu$ F (variable à air)		
Nota : Il est donc nécessaire, en tout, de 3 selfs interchangeables, pour obtenir un fonctionnement sur les 4 gammes indiquées.		

— Attention : les condensateurs variables CV1 et CV2 doivent être isolés de la masse.

En fonctionnement *normal*, les courants *cathodiques* des deux lampes sont les suivants :

*Etage oscillateur réglé* (minimum de courant) : 20 à 25 mA pour un fonctionnement en oscillateur ordinaire. 25 à 30 mA pour un fonctionnement en tri-tet.

*Etage doubleur*. A régler très rapidement, car hors de l'accord du circuit anodique, le courant cathodique prend une valeur très élevée. Courant avec un réglage normal : 30 mA environ.

En faisant suivre cet exciteur bilampe d'un amplificateur de puissance, avec lampe 807 par exemple (fonctionnant en P.A., sauf sur la gamme 10 mètres où elle est utilisée en doubleuse), on constitue très simplement un émetteur très simple de petite puissance.

**83. Excitateur à quatre 6L6, toutes gammes.** — Tous les exciteurs précédemment examinés exigent un changement de selfs pour passer d'une gamme à l'autre. C'est là un inconvénient. Il peut être évité en employant un « barillet » de bobinages associé à un commutateur.

Un tel assemblage est assez difficile à réaliser par soi-même. Malheureusement, on ne peut en trouver tout fabriqués en France, alors qu'ils existent maintenant couramment aux U.S.A.

Aussi, la solution la plus simple pour éviter toute manipulation est-elle d'adopter un schéma comprenant autant d'étages multiplicateurs distincts qu'il est nécessaire et d'utiliser, dans chaque cas, ceux qui sont nécessaires et suffisants (*figure 227*).

Quatre lampes 6L6 sont montées en cascade.

La première (I) est une oscillatrice quartz normale, pouvant être utilisée avec l'un des deux quartz *Xal.1* ou *Xal.2*. Elle peut également servir en amplificatrice séparatrice, si l'on utilise pour le pilotage un V.F.O. Le passage d'un mode de fonctionnement à l'autre s'effectue par la manœuvre du commutateur *Com.3*.

La seconde lampe 6L6 (II) est montée en doubleuse de fréquence, ainsi que les deux lampes suivantes.

Le cristal ou le V.F.O. fonctionnant dans la gamme 80 mètres, les différents circuits oscillants sont accordés dans les gammes suivantes :

L1-CV1 : 80 mètres.

L3-CV3 : 20 mètres.

L2-CV2 : 40 mètres.

L4-CV4 : 10 mètres.

Au self de chacun de ces circuits, est couplée une self de couplage reliée par ligne au commutateur *Com.1* permettant de mettre en service, à volonté, l'une des selfs. Le circuit est complété par une seconde self L9, toujours utilisée, à l'extrémité de la ligne en fils torsadés et servant au couplage avec l'étage amplificateur de puissance, monté avec deux tubes 807 en push-pull.

En réalité, le commutateur d'onde est à deux galettes. L'une *Com.1* dont nous venons d'examiner le rôle. L'autre *Com.2* sert à appliquer la haute tension sur la première lampe, sur les deux premières, les trois ou les quatre lampes du montage. On voit donc qu'en manœuvrant ce commutateur on met en service soit la première lampe seule, c'est-à-dire l'oscillatrice (I) lorsque le commutateur est en 1. L'amplificateur final est alors excité sur 80 mètres. Les autres 6L6 ne consomment pas.

Dans la position 2, le commutateur met sous tension la première doubleuse (II) et le commutateur *Com.1* permet d'envoyer sur L9 l'oscillation de fréquence  $2F = 40$  mètres recueillie par L4 sur L3.

Et ainsi de suite pour les positions 3 et 4 du commutateur. Dans chaque cas, seules les lampes utiles au fonctionnement consomment sous la haute tension. Le passage d'une gamme à l'autre est instantané pour l'exciteur.

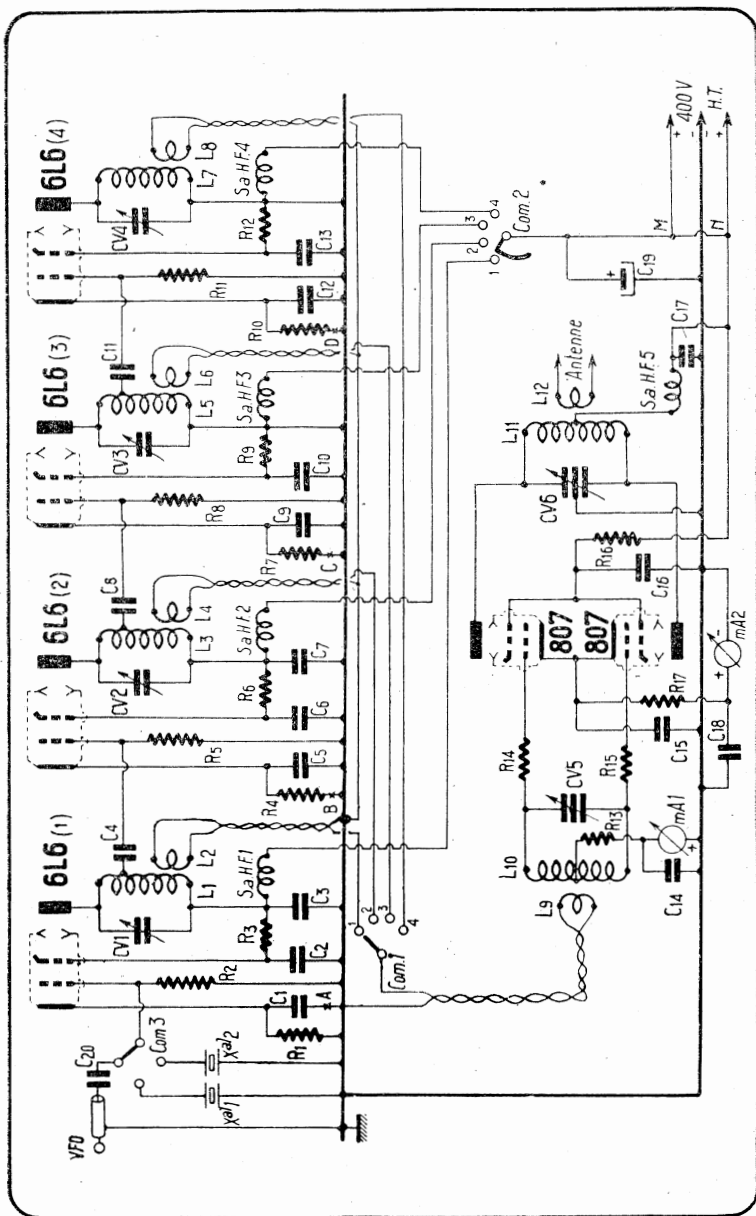


FIGURE 227. — Schéma d'un émetteur toutes bandes avec passage de l'une à l'autre par simple commutation. L'étage de sortie est un amplificateur de puissance push-pull monté avec deux tubes 807. Voir, ci-contre, la valeur des éléments.

La réalisation pratique du montage n'entraîne aucune complication puisque tous les étages fonctionnent sur des fréquences différentes. Il est inutile de prendre soin de blinder les différents étages entre eux. Seule la construction des bobinages, avec la self de couplage correspondante est la partie la plus délicate de la construction.

Les caractéristiques des enroulements sont données par le tableau suivant :

— CARACTERISTIQUES DES CIRCUITS OSCILLANTS —

(Schéma de la figure 227)

L1 : self 80 mètres. — 35 spires de fil 5/10 occupant une longueur de 28 mm avec un diamètre de 2,5 cm. Prise à la 10<sup>e</sup> spire à partir de l'extrémité plaque.

L2 : self de couplage. — 3 spires, même bobinage que L1, disposées à 5 mm côté masse de L1.

Valeur des éléments de la figure 227 :

R1 : 500 ohms (2 watts).	HT : 400 volts, 200 mA.
R2 : 50.000 ohms (1 watt).	C1 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R3 : 50.000 ohms (2 watts).	C2 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R4 : 500 ohms (2 watts).	C3 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R5 : 50.000 ohms (1 watt).	C4 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R6 : 50.000 ohms (2 watts).	C5 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R7 : 600 ohms (2 watts).	C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R8 : 50.000 ohms (1 watt).	C7 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R9 : 50.000 ohms (2 watts).	C8 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R10 : 600 ohms (2 watts).	C9 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R11 : 50.000 ohms (1 watt).	C10 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R12 : 50.000 ohms (2 watts).	C11 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R13 : 10.000 ohms (10 watts).	C12 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R14 : 30 ohms (1 watt).	C13 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R15 : 30 ohms (1 watt).	C14 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R16 : 15.000 ohms (10 watts).	C15 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R17 : 250 ohms (10 watts).	C16 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
Xa11 : Cristal 80 mètres.	C17 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
Xa12 : Cristal 80 mètres.	C18 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
V.F.O. : Prise pour oscillateur à lampes (V.F.O.).	C19 : 8 $\mu\text{F}$ (électrochimique 450 volts).
Com.1-Com.2 : Commutateur à galettes en stéatite, 1 galette à 5 positions, 1 galette à 5 positions avec court-circuit progressif des positions précédentes.	C20 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
Com.3 : Commutateur à 1 galette stéatite à 3 positions.	mA1 : milliampèremètre à cadre 0-10 mA.
	mA2 : milliampèremètre à cadre 0-200 mA.
	S.a.HF 1 à 5 : self d'arrêt haute fréquence, modèle standard, 2,5 mH (R100).

NOTA. — Certains condensateurs de découplage ont été pris égaux à 5.000  $\mu\mu\text{F}$  au lieu de 10.000  $\mu\mu\text{F}$  à cause de la place réduite disponible dans le châssis.

Tout l'émetteur peut être alimenté sous 400 volts en haute tension. Puissance alimentation de l'étage final : 50 watts. Si l'étage final est alimenté sous 750 volts (connexion MN à supprimer), la puissance alimentation du dernier étage peut atteindre 100 à 150 watts.

- L3 : self 40 mètres. — 22 spires de fil 5/10 occupant une longueur de 35 mm avec un diamètre de 2,5 cm. Prise à la 7<sup>e</sup> spire à partir de l'extrémité plaque.
- L4 : self de couplage. — 3 spires, même bobinage que L3, disposées à 5 mm du côté masse de L3.
- L5 : self 15/20 mètres. — 10 spires de fil 6/10 occupant une longueur de 32 mm avec un diamètre de 2,5 cm. Prise à la 3<sup>e</sup> spire à partir de l'extrémité plaque.
- L6 : self de couplage. — 3 spires, même bobinage que L5, disposées à 5 mm du côté masse de L5.
- L7 : self 10 mètres. — 7 spires de fil 8/10 occupant une longueur de 22 mm avec un diamètre de 2,5 cm.
- L8 : self de couplage. — 3 spires, même bobinage que L7, disposées à 5 mm du côté masse de L7.
- L 9 : self de couplage. — 3 spires fil 8/10, même diamètre que L10, disposées au centre de L10.
- L10 : self de grille PA. — Self interchangeable selon la gamme. Fil 16/10 nu diamètre 30 mm. 6 spires pour 10 mètres, 10 pour 20 mètres, 18 pour 40 mètres.
- L11 : self de plaque PA. — Self interchangeable selon la gamme. Fil 25/10 nu, diamètre 35 mm, mêmes nombres de spires que pour L9.
- L12 : self d'antenne. — Selon l'antenne. En pratique 4 spires pour descente à ondes progressives, disposées au centre de L11.
- CV1 : 140  $\mu\text{F}$  (ajustable à air) modèle miniature.
- CV2 : 75  $\mu\text{F}$  (ajustable à air) modèle miniature.
- CV3 : 75  $\mu\text{F}$  (ajustable à air) modèle miniature.
- CV4 : 25  $\mu\text{F}$  (ajustable à air) modèle miniature.
- CV5 : 100  $\mu\text{F}$  (variable à air) à deux sections ( $2 \times 100 \mu\text{F}$ ).
- CV6 : 100  $\mu\text{F}$  (variable à air) à deux sections ( $2 \times 100 \mu\text{F}$ ).

On utilisera des mandrins en stéatite ou en trolitul, supportés par de petites équerres en aluminium ou en cuivre de préférence. Monter ces selfs à proximité des condensateurs variables d'accord, comme le représente la *figure* 228.

La disposition des différentes selfs d'arrêt haute fréquence dans les circuits anodiques des lampes est plus importante que celle des bobinages. Éviter absolument qu'elles soient couplées entre elles par proximité ou par alignement. Câbler S.a.H.F. 1, S.a.H.F. 2, etc..., dans des plans perpendiculaires entre eux. Seule S.a.H.F. 4, la plus éloignée de S.a.H.F. 1, pourra être parallèle à celle-ci. Si des couplages se produisaient entre ces différentes selfs, il pourrait apparaître des oscillations parasites perturbant le fonctionnement de l'excitateur.

Nous avons représenté sur le même schéma (*figure* 227) celui de l'amplificateur final à deux tubes 807. Cet amplificateur ne comporte pas de selfs commutées. Il est nécessaire de changer les bobinages de grille et de plaque pour le fonctionnement sur les différentes gammes.

L'alimentation totale de l'excitateur et de l'amplificateur exige un débit d'environ 200 mA sous 400 volts (prise H.T. reliée au



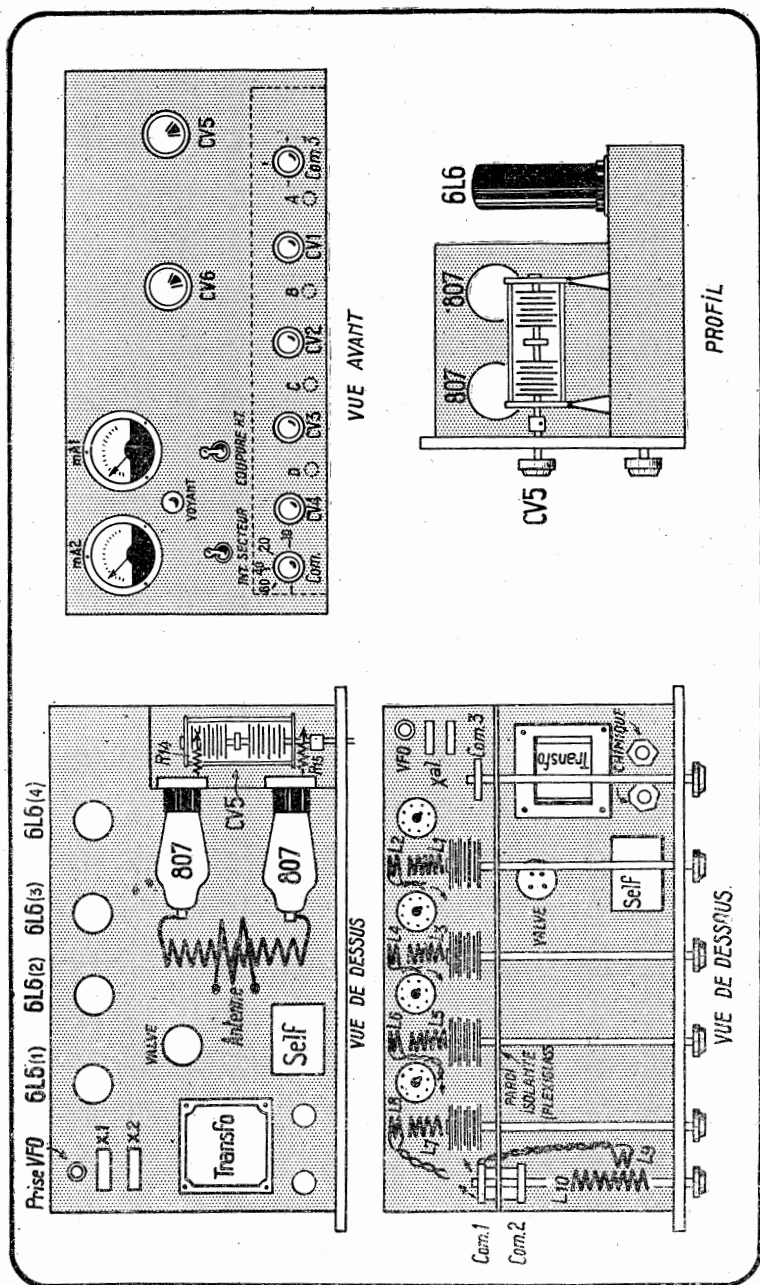


FIGURE 228. — Disposition des éléments du schéma de la figure 227. Tout l'émetteur, avec son alimentation, est monté sur un châssis de rack standard.

+ 400 V). La puissance de sortie peut atteindre 50 watts. Elle peut encore être augmentée en alimentant les 807 sous une tension supérieure, 600 ou même 750 volts, tension maximum d'utilisation des 807. Dans ce cas, le débit anodique atteint pour les deux lampes finales 200 mA environ, la puissance de sortie étant voisine de 100 watts. L'excitation donnée par la 6L6 d'attaque, fonctionnant en doubleuse est toujours suffisante : le courant grille de l'amplificateur final peut être réglé à 7 mA pour les deux lampes.

\*  
\*\*

Si les exciteurs précédents peuvent déjà constituer d'excellents émetteurs à faible puissance, nous ne conseillons cependant pas de les utiliser tels quels en installation définitive. Il est préférable de choisir parmi ceux-ci, le montage capable de fournir une puissance suffisante pour l'excitation d'un étage amplificateur final séparé que l'on réalisera à part et sur lequel la modulation pourra être appliquée plus facilement que sur un étage doubleur de fréquence.

Il en résulte évidemment une installation plus compliquée et partant, plus onéreuse. Mais elle sera aussi plus moderne, fournira de meilleurs résultats tant sous le rapport de la stabilité de l'émission, que de la qualité de celle-ci, caractéristiques qui deviennent de plus en plus indispensables au fur et à mesure que se développe l'émission à petite puissance et que s'accroît le nombre des stations d'amateurs-émetteurs.

---

## CHAPITRE VI

### LES ETAGES AMPLIFICATEURS HAUTE FREQUENCE DE PUISSANCE

Les étages que nous avons précédemment examinés, s'ils peuvent servir à eux seuls de montages d'essai à faible puissance, ne constituent pas à vrai dire des émetteurs tels qu'on les conçoit dans l'état actuel de la technique. Il faut leur ajouter un étage final (appelé *Power Amplifier*, P.A. en abrégé, par les Anglo-Saxons) qui fournit à l'antenne une énergie supérieure à celle disponible jusqu'avant cet étage.

L'étage final est déterminé pour fonctionner dans les conditions optima de rendement, ce qui est essentiel, étant donné la limite généralement imposée pour la puissance d'alimentation. Il doit, au surplus, être utilisé dans les conditions les mieux adaptées et n'altérant pas la qualité de la modulation, ce qui serait difficile à réaliser si la modulation n'était pas appliquée à un amplificateur spécialement prévu à cet effet.

En somme, l'étage final est celui qui est destiné à obtenir la puissance désirée en recevant l'excitation de haute fréquence délivrée par les étages précédents : il fonctionne en amplificateur de haute fréquence de puissance, suivant la classe la plus favorable à cette utilisation.

Dans un projet d'installation, la puissance de haute fréquence à fournir à l'antenne détermine les caractéristiques que doit remplir l'étage final (d'après le rendement escompté de la lampe). On choisit ainsi le type de la lampe finale. On connaît alors l'excitation qui est nécessaire à son fonctionnement. On peut déterminer en conséquence l'étage d'attaque, puis par étapes successives, en remontant de proche en proche, les étages doubleurs et enfin l'étage pilote.

L'amplificateur haute fréquence final est toujours utilisé suivant la classe C. Les caractéristiques de ce mode de fonctionnement ont été détaillées au Chapitre II dans le cas de la télégraphie, et sont précisées au Tome 2 dans le cas de la téléphonie.

#### I. — Différents montages d'amplificateurs haute fréquence de puissance

Le montage de principe d'un amplificateur de puissance haute fréquence d'émission est le même que celui d'un amplificateur haute fréquence de réception. La lampe est reliée au cir-

cuit grille accordé auquel est appliquée l'excitation haute fréquence. Le circuit plaque comprend un circuit oscillant, réglé sur la même fréquence, aux bornes duquel apparaît l'excitation amplifiée (figure 229).

Le circuit grille peut être relié de différentes manières à l'étage d'attaque fournissant l'excitation : il existe différents modes de *couplage d'entrée*.

De même, suivant le montage de l'étage amplificateur et le type d'antenne, différentes méthodes de couplage peuvent être employées pour relier l'émetteur à l'antenne ou à la charge d'utilisation : elles constituent les différents modes de *couplage de sortie*.

Le schéma d'un amplificateur H.F. n'est pas différent de celui d'un auto-oscillateur à circuits de grille et de plaque accordés. Ils se comporteraient donc comme un auto-oscillateur produisant une oscillation dont la fréquence serait indépendante de celle de l'excitation si l'on ne prenait des précautions spéciales pour l'empêcher d'osciller : d'où la nécessité du *neutrodyne*.

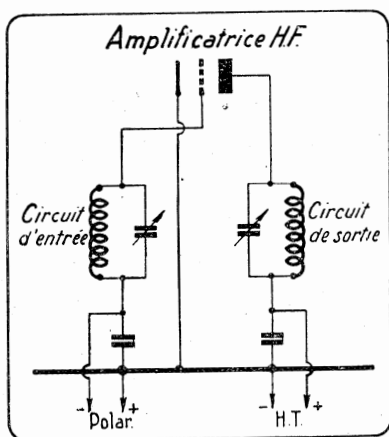


FIGURE 229. — Le schéma de principe d'un amplificateur H.F. d'émission n'est pas différent de celui d'un amplificateur H.F. de réception. Toutefois, la lampe fonctionne en amplificatrice de puissance selon la classe C.

Si l'amplificateur haute fréquence de puissance est monté avec une triode, le neutrodyne est indispensable pour empêcher l'auto-oscillation. Il est inutile avec une lampe tétrode ou pentode, surtout si celle-ci est spécialement prévue pour l'émission, c'est-à-dire suivant une construction interne et avec un brochage assurant le blindage efficace entre les circuits de grille et de plaque.

Une seule ou plusieurs lampes peuvent être utilisées en amplificatrices finales. Le montage monolampe est le plus simple mais il offre certaines difficultés pour le couplage à une antenne à descente bifilaire.

Deux lampes peuvent être employées soit avec un montage en parallèle, soit avec un montage en push-pull (figure 230 C et D). La puissance de haute fréquence fournie par l'un ou l'autre montage utilisant les mêmes lampes est semblable à condition que les caractéristiques du circuit oscillant d'utilisation soient

dans l'un et l'autre cas, convenablement adaptées\*, et que l'excitation grille demeure suffisante.

Le montage des lampes en parallèle présente certains avantages dans les émetteurs devant fonctionner sur longueurs d'onde élevées : 40, 80 ou 160 mètres. Un seul condensateur de

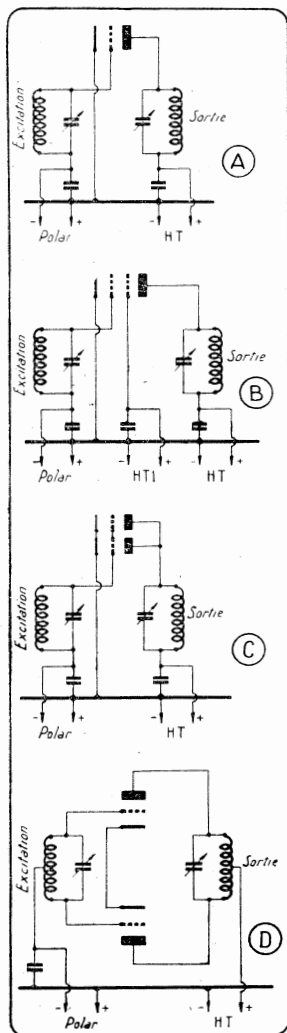


FIGURE 230. — L'étage de puissance peut être monolampe ou bilampe.

- A : schéma théorique d'un étage P.A. avec triode.  
 B : schéma théorique d'un étage P.A. avec lampe à écran.  
 C : schéma théorique d'un étage P.A. avec deux triodes en parallèle.  
 D : schéma théorique d'un étage P.A. avec deux triodes en push-pull.

N. B. — Le neutrodynage n'a pas été figuré sur les schémas.

neutrodyne doit être réglé et les accessoires, condensateurs variables et bobinages, sont moins onéreux ou plus simples à réaliser.

Toutefois sur les gammes d'ondes inférieures à 40 mètres,

\* Voir page 32.

le montage des lampes en parallèle n'est pas à conseiller à cause des augmentations souvent dissymétriques de capacité existant dans le cablage. C'est une raison pour laquelle les lampes à faible capacité interne se prêtent mieux à être montées en parallèle que les lampes à grande capacité interne.

Le montage des lampes en push-pull conduit à une disposition symétrique et place en série les capacités internes des lampes qui sont branchées de part et d'autre des circuits oscillants. Le neutrodynage est plus facile, surtout dans les amplificateurs devant fonctionner sur très hautes fréquences.

Dans un montage push-pull, les harmoniques de rang pair sont éliminés si le montage est bien équilibré. Seuls les harmoniques impairs subsistent et parmi ceux-ci, l'harmonique 3, prépondérant, est toujours relativement faible. Le montage ne peut que faiblement rayonner sur harmoniques.

Enfin, il existe un montage spécial des triodes qui supprime le neutrodynage : c'est le montage « à grille inversée » que nous examinons en détail au paragraphe 90.

## II. — Couplage d'entrée d'un étage amplificateur haute fréquence

L'excitation grille, c'est-à-dire l'oscillation à amplifier, peut être appliquée au circuit d'entrée de la lampe amplificatrice de puissance, suivant différentes façons : elles sont destinées à transmettre l'énergie de haute fréquence disponible du circuit plaque de l'étage précédent (pilote, tampon ou doubleur) au circuit grille de l'étage considéré, de façon à réaliser le couplage entre les deux étages.

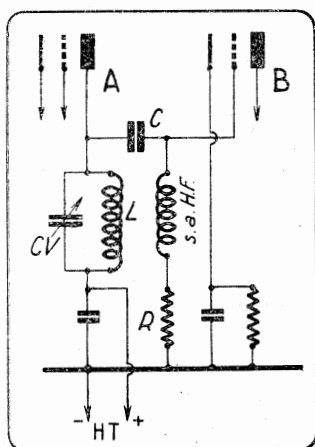


FIGURE 231. — Liaison entre étage par condensateur (couplage capacitif).

C : capacité de liaison (fixe ou ajustable).

S.a.H.F. : self d'arrêt haute fréquence (facultative).

R : résistance de polarisation grille.

Le couplage est obtenu soit par *capacité*, soit par *induction*. L'un ou l'autre mode donne des résultats comparables, lorsqu'il est bien adapté. Mais il peut convenir plus ou moins bien à chaque cas particulier, suivant le type de lampes utilisées et la nature de l'étage (monolampe ou push-pull).

**84. Couplage par capacité.** — C'est sans doute le moins compliqué puisqu'un seul condensateur assure la liaison entre la plaque de la première lampe et la grille de la seconde (*figure 231*).

Le condensateur qui offre un circuit de faible impédance au passage du courant de haute fréquence est soumis à la haute tension continue de l'étage précédent à laquelle s'ajoute la tension de polarisation de l'étage amplificateur (*figure 232*). Il doit être isolé en conséquence et présenter de faibles pertes au passage du courant H.F. qui peut être assez intense. On choisira un condensateur au mica ou mieux à air, fixe ou ajustable (50 à 100  $\mu\text{F}$  suivant la fréquence à transmettre).

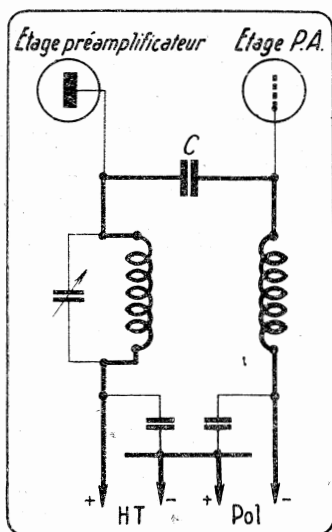


FIGURE 232. — Toute la haute tension de l'étage préamplificateur à laquelle s'ajoute en série la tension de polarisation de l'étage amplificateur est appliquée au condensateur C de liaison.

Le montage est très simple et économique, mais il présente certains inconvénients. La connexion ACB de la figure 231 doit être aussi courte que possible, ce qui est par exemple difficile à réaliser si la plaque de la première lampe sort par une corne de l'ampoule et la grille de la seconde est relié à une broche du culot.

Un seul circuit oscillant L-CV sert en même temps dans le circuit anodique de la première lampe et dans le circuit grille de la seconde : un seul réglage est suffisant. Mais la self d'arrêt haute fréquence, dans le circuit grille, peut être la source de troubles de fonctionnement, si elle entre en résonance sur une fréquence voisine de celle du pilote. Son impédance doit être élevée pour la fréquence d'utilisation : généralement une self à plusieurs bobinages nids d'abeilles (2 mH) donne satisfaction.

Un exemple d'étage amplificateur de puissance avec lampe 807 est donné *figure 233* dans le cas d'un couplage par capacité.

C'est un montage fréquemment utilisé dans l'émission de petite puissance. En voici les caractéristiques de fonctionnement :

Tension anodique .....	400	500	600	700	volts
Tension écran .....	250	250	250	250	volts
Résistance série d'écran ..	20.000	42.000	50.000	85.000	ohms
Tension grille .....	-45	-45	-45	-45	volts
Résistance grille de polar.	12.800	12.800	12.800	12.800	ohms
Résistance de cathode ..	410	410	410	410	ohms
Tension de crête H.F. d'exc.	65	65	65	65	volts
Courant anodique .....	100	100	100	100	mA
Courant écran .....	7,5	6	7	6	mA
Courant grille .....	3,5	3,5	3,5	3,5	mA
Puiss. nécessaire à l'excit.	0,2	0,2	0,2	0,2	watt
Puissance de sortie .....	25	30	40	50	watts

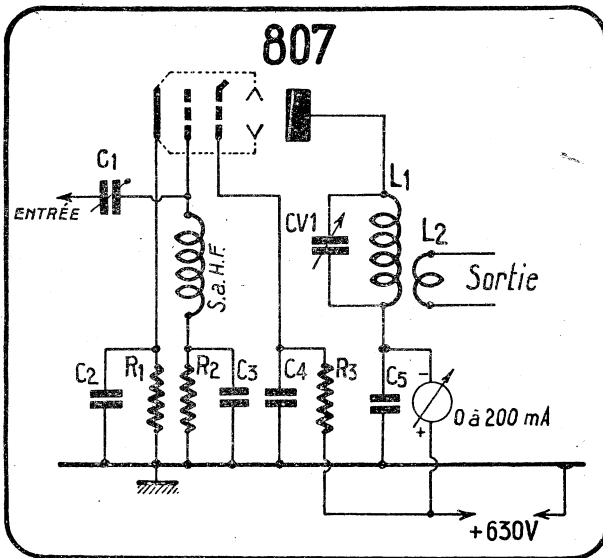


FIGURE 233. — Schéma d'une lampe 807 montée en amplifiatrice H.F. couplée par capacité à l'étage précédent.

C1 : 10-70 micromicrofarads  
(trimmer à air ou mica).

C2 : 5.000 micromicrofarads  
(mica).

C3 : 5.000 micromicrofarads  
(mica).

C4 : 5.000 micromicrofarads  
(mica).

C5 : 5.000 micromicrofarads  
(mica).

R1 : 10.000 ohms (1 watt).

R2 : 300 ohms (5 watts).

R3 : 50.000 ohms (10 watts).

S.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence.

CV1 : 1,2 micromicrofarad par mètre de longueur d'onde d'accord.

L1 : déterminé pour obtenir la résonance.

L2 : self de couplage à l'étage suivant.

A remarquer que les valeurs de résistance de grille et de cathode correspondent chacune au cas où l'une est utilisée à



l'exclusion de l'autre pour réaliser la polarisation. Une combinaison des deux modes peut être employée comme dans le schéma de la figure 233.

**PRISE SUR LA SELF.** — Le circuit oscillant anodique de la lampe d'attaque présente une certaine impédance qui peut convenir pour le maximum de puissance de sortie du premier étage, sans représenter celle qui devrait exister dans le circuit grille de la seconde lampe en vue d'obtenir le maximum d'excitation grille. En effet la lampe amplificatrice, fonctionnant suivant la classe C, consomme une puissance d'excitation grille : le circuit grille possède une impédance bien définie que l'on désigne par *impédance d'entrée* de l'étage. Celle-ci peut être plus ou moins grande suivant le type de lampe utilisée. Une lampe à coefficient d'amplification élevé présente une faible impédance grille car le courant grille croît rapidement dès que la tension d'excitation augmente. Au contraire une lampe à faible coefficient d'amplification a une très grande impédance d'entrée car il faut une très grande amplitude de la tension d'excitation grille pour que le courant grille atteigne un débit appréciable.

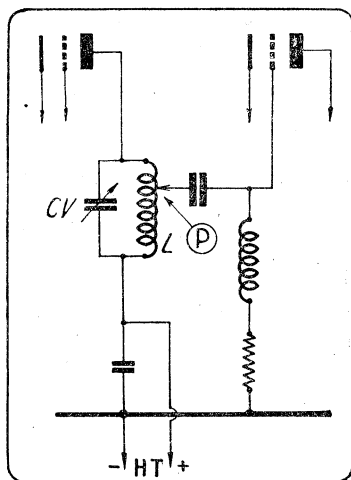


FIGURE 234. — Le réglage de l'excitation grille est obtenu en déplaçant la prise P sur la self L du circuit anodique de la lampe précédente. On peut obtenir ainsi le transfert maximum d'énergie au circuit grille de la lampe amplificatrice, par meilleure adaptation des impédances.

L'impédance qui convient au circuit plaque de la lampe d'attaque peut, par conséquent, ne pas être adaptée à celle qu'il faudrait pour le circuit grille de la lampe suivante. On ne peut obtenir le rendement maximum, utiliser au mieux la puissance disponible et obtenir l'excitation suffisante, qu'en adaptant l'impédance des deux circuits.

On réalise l'adaptation des impédances en utilisant la self du circuit oscillant commun à la façon d'un autotransformateur d'impédances. Le condensateur C est relié à une prise P sur la self (figure 234). Il faut l'éloigner d'autant plus de l'extrémité reliée à la plaque que doit être faible l'impédance d'entrée de la seconde lampe ou comparativement, élevée l'impédance de charge de la première.

Toutefois le réglage précédent risque de perturber le fonctionnement. La partie de la self  $L$  comprise entre la prise et l'extrémité « masse » peut être à l'origine d'oscillations parasites sur des fréquences différentes de celle envisagée. Aussi préfère-t-on, quelquefois, dans le cas du couplage capacitif prévoir un étage d'attaque pouvant fournir une puissance supérieure à celle nécessaire pour l'excitation grille de la seconde lampe et réduire celle-ci à une valeur normale au moyen d'un condensateur ajustable, au lieu du condensateur fixe  $C$ , dont on fait varier la capacité à volonté.

Un autre inconvénient du couplage par condensateur apparaît pour le neutrodynage de l'étage amplificateur. La capacité interne de la lampe d'attaque, avec en parallèle celle de la lampe amplificatrice (à travers  $C$ ) se trouvent toutes deux aux bornes du circuit oscillant (figure 235). Cette disposition a aussi pour effet de diminuer le rapport self/capacité et par suite le facteur de surtension du circuit accordé.

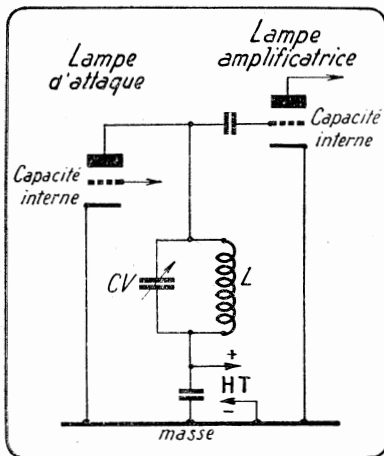


FIGURE 235. — La capacité interne de la première lampe est montée, en parallèle avec la capacité interne de la seconde, aux bornes du circuit oscillant L-CV.

VARIANTES. — Des variantes au montage primitif ont été proposées, qu'il peut être plus commode d'utiliser dans certains cas.

Figure 236 A. — Le circuit oscillant est placé dans le circuit grille de la seconde lampe; la self d'arrêt est dans le circuit plaque de la première. Ce montage modifié avec prise de  $C$  sur la self permet d'obtenir sur la première lampe une faible impédance de charge pour une grande impédance d'entrée sur la seconde.

Figure 236 B. — Avec ce montage, la capacité interne de la première lampe ne se trouve plus en parallèle avec celle de la seconde : le neutrodynage est plus aisé. Au surplus les deux capacités internes sont ainsi disposées en série pour shunter le circuit accordé. Leur effet est moindre que dans le montage ordinaire. Plus la prise est proche de la plaque, plus l'impé-

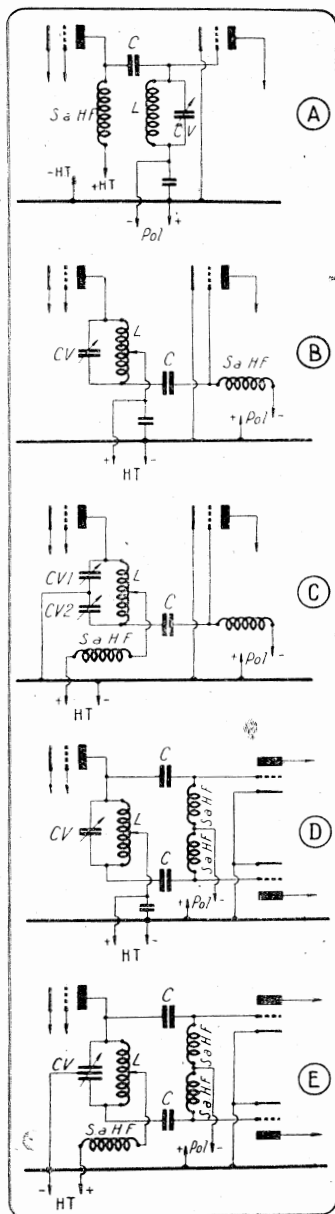


FIGURE 236. — Autres modes de liaison par capacité entre étages.

dance de charge de la première lampe est faible et l'impédance d'entrée de la seconde élevée.

Ce montage donne de bons résultats lorsque la lampe d'attaque est une 6L6.

Figure 236 C. — Le réglage par la prise sur la self L du montage précédent est remplacé par le réglage des deux condensateurs CV1 et CV2, le groupement de ceux-ci en série assurant par ailleurs la résonance. L'effet d'accroître CV1 est le même que celui de déplacer la prise vers la plaque dans le montage précédent.

Figure 236 D. — Dans ce montage, l'étage d'attaque monolampe est couplé à un push-pull.

Le déphasage nécessaire à l'attaque de celui-ci est réalisé grâce à la prise médiane, réunie à la masse (par un condensateur) et à la disposition symétrique des deux condensateurs de couplage aux extrémités de la self L. Ces condensateurs peuvent être reliés à des prises équidistantes de la prise médiane sur la self afin de régler l'excitation, ou être constitués par des capacités ajustables tout comme dans le cas d'un étage monolampe.

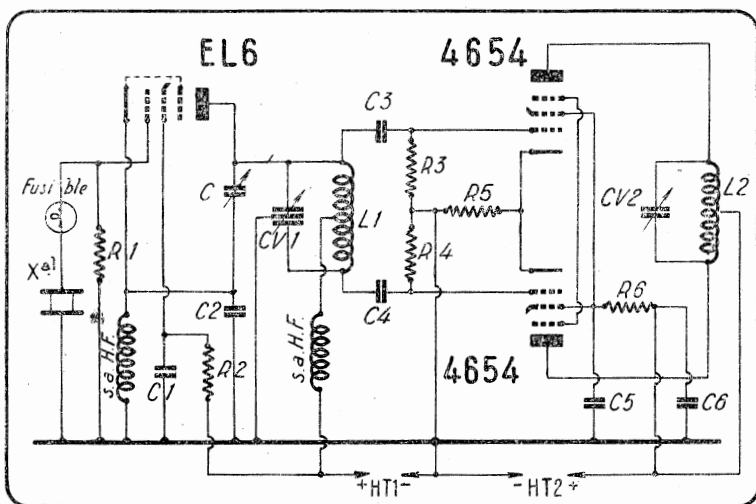


FIGURE 237. — Pour réaliser la liaison d'un étage monolampe à un étage push-pull, il suffit de monter le circuit oscillant anodique de la lampe précédente avec un condensateur double et une self à prise médiane. La liaison se fait par capacité.

R1 : 50.000 ohms (2 watts).

R2 : 10.000 ohms (2 watts).

R3-R4 : 50.000 ohms (2 watts).

R5 : 200 ohms (2 watts).

R6 : 15.000 ohms (10 watts).

C : 50 cm ajustable.

C1 : 6.000 cm (mica).

C2 : 50 cm à déterminer.

C3-C4 : 100 cm (mica).

C5 : 6.000 cm (mica).

C6 : 6.000 cm (mica).

Sa.H.F. : self d'arrêt HF.

Figure 236 E. — Ce n'est qu'une variante du précédent montage. La prise médiane réunie à la masse est faite sur la capacité CV (condensateur double équilibré) : celle de la self L est reliée au + H.T. par l'intermédiaire d'une self d'arrêt haute fréquence, indispensable au montage (figure 237).

Si ce n'était sa complication, le montage C serait toujours à conseiller. Mais d'ordinaire, on se contente du montage le plus simple, en utilisant une lampe préamplificatrice fournissant une puissance suffisante et on adopte pour C un condensateur ajustable.

Signalons, pour mémoire, un montage particulier fréquemment employé dans les appareils fonctionnant sur ondes métriques (*figure 238*). Le circuit accordé anodique de la lampe d'attaque est constitué par la self  $L$  montée en série avec le condensateur variable  $CV$ . Le couplage à l'étage suivant monolampe est réalisé par  $C1$ . Si l'étage est un push-pull, la liaison aux grilles est réalisée par  $C1$  et  $C2$ , la prise sur la self  $L$  étant médiane. La résistance  $R$ , constitue « choc » H.F. dans le circuit d'alimentation de haute tension.

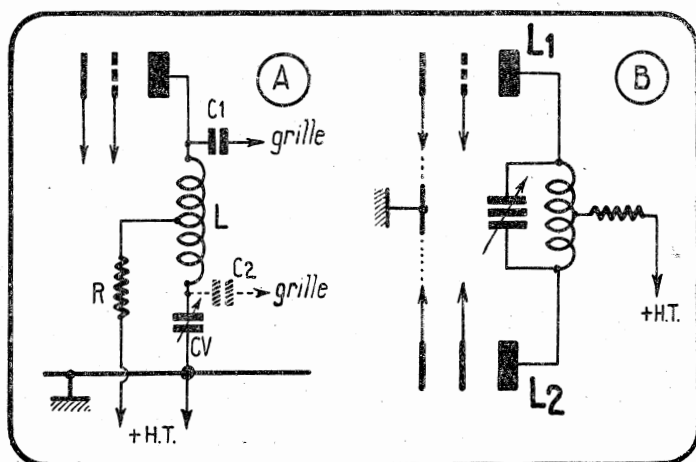


FIGURE 238. — L'attaque d'un push-pull à partir d'un étage monolampe peut être réalisé en utilisant le montage A ci-dessus, fréquemment employé en V.H.F. Le circuit accordé anodique L-CV n'est pas un circuit oscillant série, comme il est expliqué dans le texte. R sert de self d'arrêt haute fréquence.

Ce montage ne met en œuvre qu'un condensateur variable à simple section, au lieu du condensateur double généralement nécessaire pour l'attaque d'un push-pull (*figure 237*). Le rotor de CV peut être mis à la masse sans aucune des précautions d'isolement indispensables par exemple dans le montage 236 D. La symétrie est assurée. Les oscillations parasites ne sont pas à redouter. La capacité totale d'accord se trouvant effectivement aux bornes de  $L$  est très faible. Il est donc possible d'utiliser une self importante même en V.H.F. Le courant de circulation est faible et le rendement élevé.

Il importe de remarquer qu'il ne s'agit pas en réalité d'un circuit oscillant série, mais plutôt d'un accord-série de la résonance du circuit oscillant parallèle. Considérons, en effet, un montage push-pull avec circuit accordé anodique (*figure 238 B*). En parallèle sur le condensateur variable d'accord se

trouvent les capacités internes des lampes L1 et L2. Ces capacités peuvent même être suffisantes pour permettre l'accord sur la fréquence désirée, le condensateur variable étant omis.

Supposons maintenant que la lampe L2 soit supprimée et remplacée par un condensateur variable. Il est évident que la résonance pourra être encore obtenue, et réglée par l'accord de ce condensateur. C'est le montage de la *figure 238 A*, dans lequel il faudrait, en toute logique, déterminer la self L pour que le réglage à la résonance soit obtenu lorsque CV présente la même valeur que la capacité interne de la lampe d'attaque.

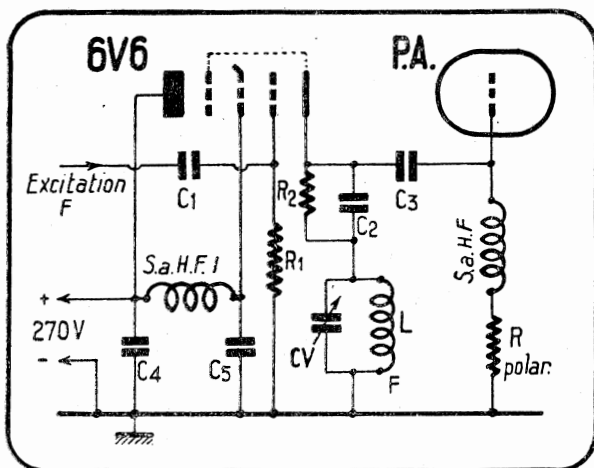


FIGURE 239. — Montage d'une pentode 6V6 en cathode follower.

Valeur des éléments :

C1 : 100  $\mu\text{F}$  (mica).

C2 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C3 : 50  $\mu\text{F}$  (mica).

C4 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

C5 : 10.000  $\mu\text{F}$  (mica).

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).

R2 : 250 ohms (0,5 watt).

L et CV sont accordés sur la même fréquence que l'excitation.

Il peut être avantageux, dans certains cas, de pouvoir attaquer un étage amplificateur avec un circuit de faible impédance\*.

On réalise alors le couplage par capacité de la grille de la lampe amplificatrice au circuit de cathode de la lampe d'attaque (*figure 239*).

Celle-ci est montée en CATHODE FOLLOWER, c'est-à-dire avec circuit accordé d'utilisation disposé entre cathode et masse, au lieu de se trouver entre plaque et haute tension. Un montage à trois étages est donné *figure 240*.

\* Ceci est, en particulier, intéressant lorsqu'on utilise une pentode ou une tétrode (807) en amplificatrice H.F. sur fréquence élevée. On sait que, dans ce cas, il est souvent nécessaire de neutrodiner l'étage. Si, au contraire, l'impédance du circuit de grille est faible, le neutrodynage devient inutile (voir *figure 251*).

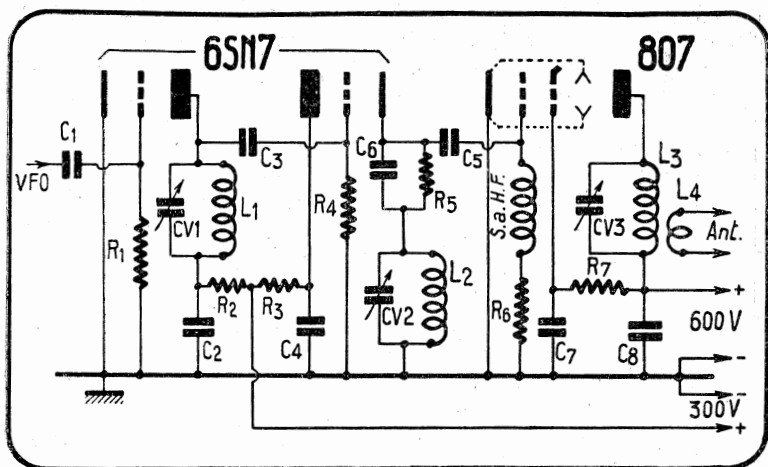


FIGURE 240. — Montage d'une 807 en amplificatrice de puissance avec excitation prise dans le circuit de cathode de la lampe précédente, une 6SN7 utilisée en doubleuse-séparatrice.

Valeur des éléments :

R1 : 100.000 ohms (0,5 watt).	C1 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R2 : 3.000 ohms (0,5 watt).	C2 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R3 : 1.000 ohms (0,5 watt).	C3 : 100 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R4 : 100.000 ohms (0,5 watt).	C4 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R5 : 1.000 ohms (0,5 watt).	C5 : 50 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R6 : 25.000 ohms (3 watts).	C6 : 10.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
R7 : 50.000 ohms (5 watts).	C7 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).
S.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence.	C8 : 5.000 $\mu\mu\text{F}$ (mica).

Si la V.F.O. sort sur 80 mètres, L1-CV1 est accordé sur 40 mètres, ainsi que L2-CV2 et L3-CV3

**85. Couplage par induction.** — La liaison entre étages au moyen d'un couplage classique par induction est rarement utilisée à l'entrée d'un amplificateur de haute fréquence. Sous cette forme simple (figure 241), elle présente des difficultés de réglage : si les deux circuits sont accordés, il faut, comme on le réalise à la réception dans les transformateurs de moyenne fréquence, déterminer leur accouplement pour obtenir la transmission optimum d'énergie sur une bande convenable. Si le bobinage L2 n'est pas accordé, il faut que sa résonance propre soit suffisamment voisine de la fréquence de L1-CV1 afin que le rendement ne soit pas trop faible.

**COUPLAGE PAR LIGNE.** — On préfère utiliser le couplage par induction sous la forme spéciale du couplage par ligne qui présente de grands avantages (figure 242).

Les deux étages sont reliés par une ligne bifilaire de faible impédance haute fréquence, de l'ordre de 50 à 200 ohms\*,

\* L'impédance propre de la ligne peut être calculée de la même façon que la ligne d'alimentation d'une antenne. (Voir TOME III.)

dépendant du diamètre et de l'écartement des conducteurs. A chaque extrémité de la ligne sont montées des selfs de couplage ayant une à trois spires au maximum. Ces selfs sont couplées de

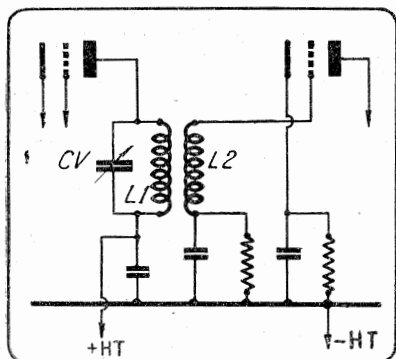


FIGURE 241. — Couplage inductif entre deux étages. Le degré d'accouplement entre les deux selfs et les caractéristiques de celles-ci doivent être déterminés avec précision.

part et d'autre au circuit plaque de la première lampe et au circuit grille de la seconde, montés chacun normalement avec un circuit accordé.

Les selfs de couplage doivent être toujours placées à proximité de la self accordée vers l'endroit où le potentiel haute fréquence est le même que celui de la masse ou très voisin afin d'éviter le couplage capacitif qui apparaîtrait entre des points ne se trouvant pas au même potentiel H.F. On peut même, en vue

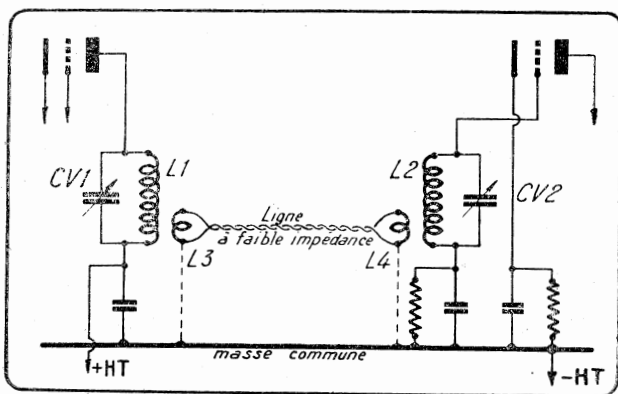


FIGURE 242. — Liaison par selfs entre étages. L3 et L4 sont les selfs de couplage.

La ligne à faible impédance est constituée par deux conducteurs torsadés (ou par des conducteurs concentriques) que l'on peut calculer comme s'il s'agissait de la ligne d'alimentation d'une antenne d'émission.

d'éliminer complètement cet effet, relier chacune des selfs de couplage à la masse après avoir repéré les fils de la ligne pour ne pas mettre celle-ci en court-circuit.



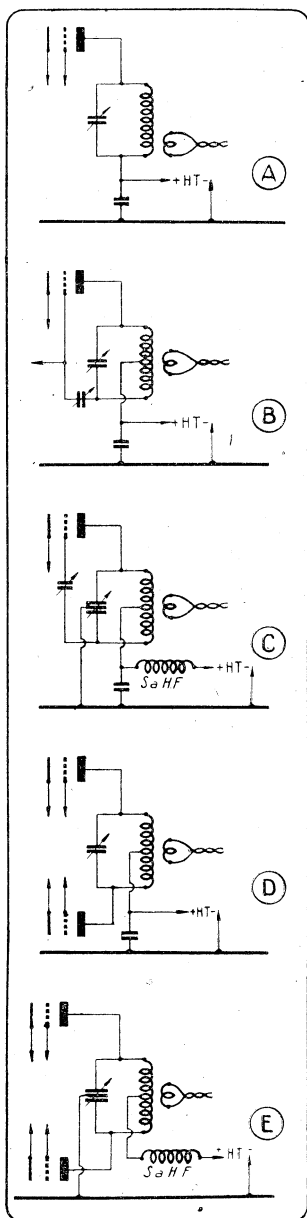


FIGURE 243. — Différents modes de couplage par self à l'étage précédent.

A. — Etage driver pilote avec pentode ou doublet.

B-C. — Etage driver neutrodyne.

D-E. — Etage driver push-pull.

On réalise le couplage avec le circuit plaque du premier étage, suivant le montage de ce dernier, de l'une des façons représentées par les figures 243 A à E.

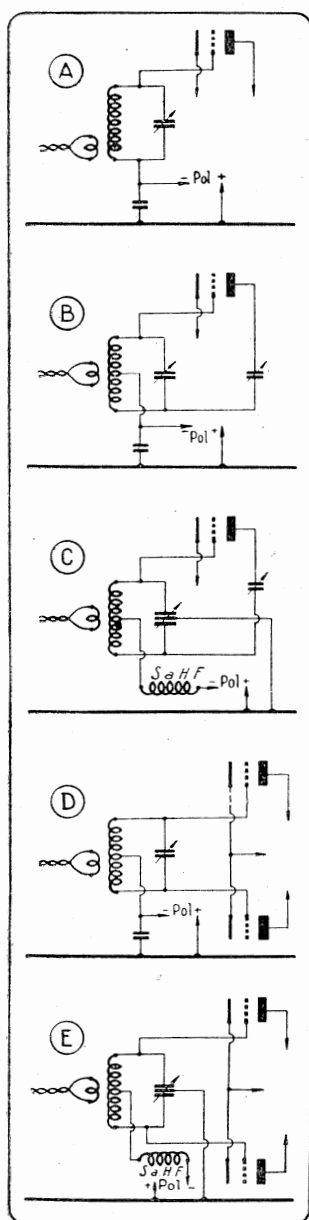


FIGURE 244. — Différents modes de couplage par self à l'étage suivant.

A. — Etage P.A. monolampe neutrodyné par la plaque ou sous neutrodynage.

B-C. — Etage P.A. monolampe neutrodyné par la grille.

D-E. — Etage P.A. push-pull.

Le couplage avec le circuit accordé de la seconde lampe est obtenu par l'un des modes représentés figures 244 A à E.  
 Dans tous les cas, la self de couplage se trouve en regard

de la partie de la self, en un « point nodal » où le potentiel haute fréquence est le même que celui de la masse.

Aucune prise sur les selfs des circuits oscillants n'est nécessaire avec le couplage par ligne. Les circuits de sortie et d'entrée des étages successifs sont complètement séparés pour le courant continu : ils peuvent être chacun alimentés par un montage en série. On évite ainsi l'emploi de selfs d'arrêt haute fréquence, ce qui élimine les perturbations qu'elles provoquent souvent dans les circuits.

Au surplus, la capacité interne de la première lampe ne se trouve pas en parallèle sur celle de la seconde comme c'est le cas dans le montage de la *figure 235* : les difficultés de neutrodynage n'apparaissent plus, même pour un fonctionnement sur fréquences élevées.

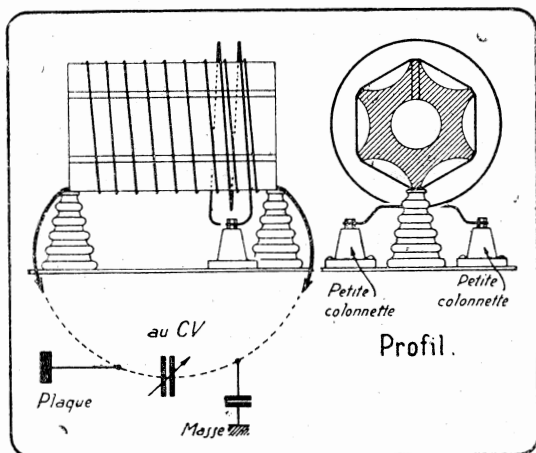


FIGURE 245. — Montage de la self de couplage avec un enroulement fixe. La self de couplage se trouve vers l'extrémité de l'enroulement dont le potentiel H.F. est celui de la masse.

Les deux étages peuvent être construits séparément, être même installés à une distance assez grande l'une de l'autre (jusqu'à plusieurs mètres). Le transfert d'énergie s'effectue cependant sans pertes appréciables grâce à la ligne à faible impédance.

L'adaptation de l'impédance du circuit d'entrée à celle du circuit de sortie, quelles que soient celles-ci, est très facile à obtenir avec un couplage par ligne : on peut jouer sur le nombre de spires des selfs de la ligne et sur leur couplage. On fait ainsi varier le rapport des impédances à l'une ou à l'autre extrémité de la ligne de transmission. C'est la raison pour laquelle l'excitation disponible avec un couplage par ligne est plus grande car mieux adaptée que si l'on avait adopté un couplage par condensateur.

**RÉALISATIONS PRATIQUES.** — Pour les faibles puissances, les selfs et les fils de transmission peuvent être construits en conducteur de 12 à 16/10 mm maximum. Utiliser pour la ligne des conducteurs pleins plutôt qu'à brins multiples : torsader par exemple, deux fils de canalisation électrique 750 T.

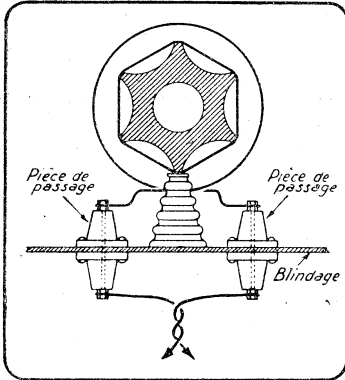


FIGURE 246. — Les sorties de la self de couplage peuvent être faites à travers un blindage afin d'éviter tout couplage parasite.

La réalisation pratique des systèmes de couplage s'inspirera des exemples représentés par les figures 245 à 248.

S'il s'agit du couplage à un enroulement fixe, la self de couplage peut être fixée par des colonnettes ou des pièces de passage isolantes, une fois qu'a été déterminée la position optimum d'accouplement.

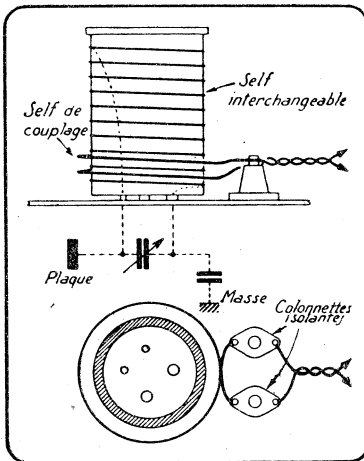


FIGURE 247. — Montage d'une self de couplage avec un enroulement interchangeable.

Si l'enroulement est à prise médiane, il suffit d'employer des colonnettes isolantes plus hautes afin que le couplage s'effectue avec la partie de l'enroulement dont le potentiel H.F. est le plus voisin de celui de la masse.

On peut aisément imaginer d'autres dispositions, si l'enroulement est interchangeable. La même self de couplage peut servir sur toutes les gammes.

Le couplage par ligne de transmission nécessite vis-à-vis du couplage par capacité un circuit oscillant supplémentaire. C'est une bien légère complication devant tous les avantages de réglage

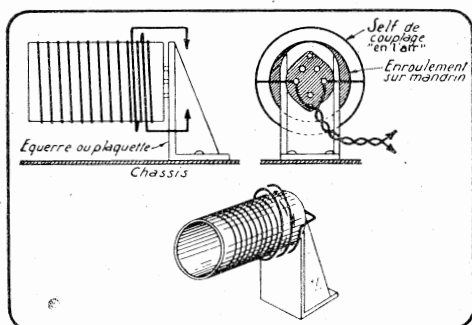


FIGURE 248. — Autre montage de la self de couplage avec un enroulement interchangeable : elle est soudeée directement au support.

et de rendement. En particulier le couplage par ligne s'impose dès qu'il s'agit de l'attaque d'un étage de puissance relativement importante : c'est le cas normal de l'étage final.

**86. Réglage du couplage d'entrée.** — Il consiste généralement à obtenir le maximum d'excitation grille pris au circuit anodique de l'étage précédent (oscillateur, doubleur ou amplificateur). Pratiquement, le couplage est réglé pour que le courant continu de grille de la lampe amplificatrice corresponde à l'intensité de fonctionnement normal indiquée dans les caractéristiques. Les réglages sont faits avec la lampe amplificatrice normalement alimentée sauf pour le courant de haute tension qui est coupé.

Dans le cas d'un couplage d'entrée par capacité, le circuit plaque de la lampe précédente constitue le circuit grille de la lampe amplificatrice (figure 231) : le seul réglage du condensateur variable CV suffit à accorder tout le système. Ensuite il ne reste qu'à déterminer le couplage *optimum*. Observer le courant grille de la lampe amplificatrice H.F. et obtenir le maximum (ou la valeur normalement requise) soit en faisant varier la capacité de couplage C, soit en déplaçant la prise grille sur la self plaque (P de la figure 234). A chaque nouvelle modification, s'assurer que l'accord de CV est conservé, car il est nécessaire de le retoucher légèrement.

Dans le cas d'un couplage par selfs (figure 242), il y a lieu d'effectuer deux réglages : l'accord du circuit grille de la lampe précédente, l'accord du circuit grille de l'étage et, en outre, le couplage des selfs à chaque extrémité de la ligne de transmission. Régler le circuit plaque à la résonance par CV1, puis le circuit grille par CV2 et modifier le couplage de la self de ligne L3 avec L1, puis celui de L4 avec L2, jusqu'à obtenir le maximum (ou la valeur normale) du courant grille. Si la variation de couplage n'est pas suffisante, jouer sur le nombre de spires de l'une des selfs L3 ou L4.

**REMARQUE IMPORTANTE.** — Il est important de vérifier, pendant les réglages de l'amplificateur, le débit anodique de la lampe précédente afin d'éviter une surcharge qui se produirait si le couplage d'entrée était trop serré. Puisque l'attaque de l'amplificateur a été normalement prévue, aucune difficulté ne doit se présenter ; on doit même obtenir, pendant la mise au point, une intensité dans le circuit grille supérieure à la valeur normale \* car dès que la tension anodique sera appliquée, il se produira une baisse (25 % au maximum) du courant grille.

Il peut arriver qu'il ne soit pas possible de charger suffisamment la lampe d'attaque pour obtenir l'excitation normale. Même au couplage maximum, le courant plaque de la lampe précédente et le courant grille de la lampe amplificatrice demeurent insuffisants. Augmenter alors le rapport self/capacité du circuit oscillant grille : bobine plus grande, capacité plus petite. Si ce défaut apparaît avec un couplage par capacité, on peut espérer une amélioration en lui substituant un couplage par selfs et ligne de transmission. Rechercher également s'il n'existe pas d'oscillations parasites.

Il est nécessaire, enfin, de vérifier une dernière fois le couplage d'entrée lorsque le neutrodynage et le couplage de sortie ont été réglés afin de constater que les conditions de fonctionnement normal de l'amplificateur sont bien réalisées.

### III. — Le Neutrodynage d'un étage amplificateur haute fréquence

Lorsque l'on suppose dans le mécanisme de l'amplification que la triode agit comme un simple relais électronique amplificateur, on s'éloigne de la réalité, car, en pratique, la lampe doit aussi être considérée en elle-même. Elle intervient notamment par la capacité interne propre existant entre électrodes à l'intérieur du tube, par le support de lampe, et par les connexions aux circuits d'entrée et de sortie.

Parmi les capacités parasites, inévitables par construction même de la lampe, la capacité formée par les petites mailles de la grille et la surface de l'anode joue un rôle particulièrement important malgré sa faible valeur \*\*.

En haute fréquence, la capacité grille plaque provoque un couplage entre le circuit anodique et le circuit grille (*figure 249*). Sa réactance aux fréquences élevées peut être suffisam-

---

\* Pour la polarisation normale de la lampe amplificatrice. Si la polarisation est diminuée, l'intensité grille augmente et diminue au contraire si la polarisation est choisie plus négative.

\*\* Voici, à titre indicatif, la valeur de la capacité grille-plaque de quelques lampes de faible puissance :

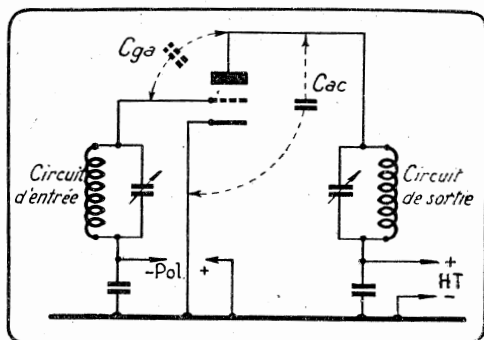
TRIODES	TC 04/10	$C_{ga} = 6,8 \mu\mu F$	PENTODES	RK-20	$C_{ga} = 0,12 \mu\mu F$
	TC 1/75	$10,4 \mu\mu F$		RK-39	$0,15 \mu\mu F$
	RK-11	$7 \mu\mu F$		807	$0,2 \mu\mu F$
	834	$2,6 \mu\mu F$			

ment faible \* pour que le courant amplifié du circuit anodique réagissant sur le courant non amplifié du circuit grille provoque un couplage entraînant facilement l'auto-oscillation. Le montage ne fonctionne plus en amplificateur, mais en véritable auto-oscillateur. L'influence de la capacité grille-plaque n'est pas négligeable \*\*, elle a pour effet de diminuer l'impédance d'entrée de la lampe.

L'impédance du circuit d'excitation grille de la lampe, et par suite son couplage à l'étage précédent a également son importance pour le neutrodynage (figure 251). Plus est faible l'impédance du circuit d'entrée de l'étage amplificateur, moins celui-ci a tendance à auto-osciller. Mais il est difficile d'amortir au moyen d'une résistance shunt, par exemple, le circuit d'entrée pour éviter l'accrochage : on réduit en même temps l'excitation grille. Le fonctionnement n'est plus normal. La puissance de sortie est réduite.

FIGURE 249. — La capacité grille-plaque  $C_{ga}$ , quoi que faible, peut être assez élevée pour provoquer, aux fréquences élevées, un couplage suffisant entre les circuits grille et plaque d'une lampe amplificatrice qui fonctionne alors en auto-oscillatrice.

La capacité cathode plaque  $C_{ac}$  ne doit pas être négligée car elle shunte la self ou la portion de self insérée dans le circuit anodique.



Le procédé utilisé pour empêcher l'entrée en oscillation d'un amplificateur et d'une façon plus générale empêcher que la tension alternative disponible entre la plaque et la masse ne réagisse sur le potentiel de grille, consiste à *neutrodyn*er l'amplificateur. Le neutrodynage a pour effet de provoquer une action exactement opposée en amplitude et en phase à celle introduite par la capacité grille-plaque inévitable de la lampe.

\* Ainsi, une capacité de 10 micromicrofarads présente sur 7 mcs une réactance de l'ordre de 2.000 ohms.

\*\* On démontre qu'elle se comporte comme une capacité bien plus grande  $C$  qui serait située entre grille et cathode, et shuntée par une résistance fictive  $R'$ .

La capacité  $C$  a pour valeur :

$$C = C_{ga} (1 + a)$$

$C_{ga}$  étant la capacité grille-anode de la lampe et  $a$ , le gain de l'étage.

La résistance fictive  $R'$  se comporte comme une résistance ohmique (résistance positive) ou comme un générateur (résistance négative) suivant la nature de l'impédance (capacitive ou inductive) qui se trouve dans le circuit anodique.

Le schéma équivalent est représenté figure 250. Voir aussi le nota de la p. 155.

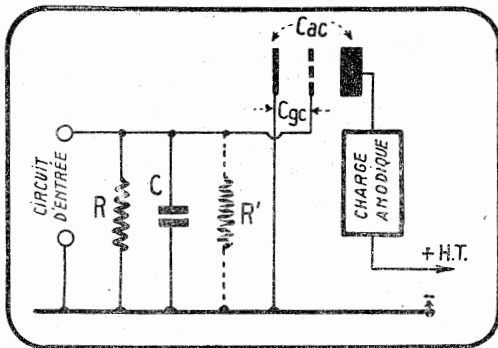


FIGURE 250. — Suivant la nature de la charge anodique, la résistance fictive  $R'$ , reportée par l'effet de la capacité interne  $C_{ac}$ , peut être positive ou négative. Elle est en particulier positive lorsque l'impédance de charge offre une réactance de capacité prépondérante vis-à-vis de la réactance de self (circuit anodique accordé sur une fréquence supérieure à celle de résonance). Dans le cas contraire, la résistance  $R'$  est négative ; elle vient diminuer l'impédance d'entrée du tube. C'est la raison pour laquelle le montage peut alors se comporter comme un auto-oscillateur.

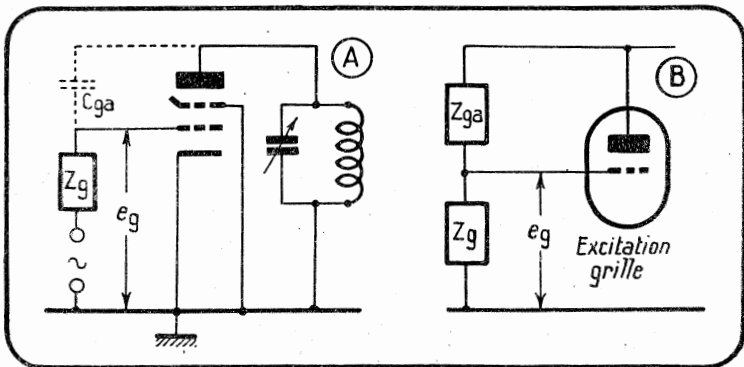


FIGURE 251. — Dans le montage A, on voit que l'effet parasite de la capacité interne  $C_{ga}$  de la lampe a pour effet de constituer, avec la source d'excitation grille, un diviseur de tension, tel que représenté en B.

La tension H.F. parasite reportée du circuit anodique se répartit dans le circuit grille proportionnellement à  $Z_g / Z_{ga} + Z_g$ . On voit donc que plus  $Z_g$  est petit, c'est-à-dire plus faible, l'impédance du circuit d'excitation grille plus le report d'énergie du circuit plaqué au circuit grille est faible.

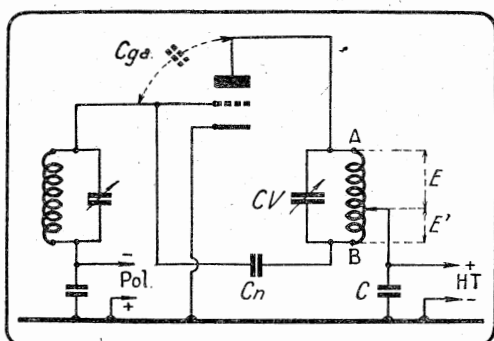


Il convient de remarquer que l'action perturbatrice de la capacité grille-plaque est éliminée ou plus exactement considérablement réduite dans les lampes à écran (tétrodes ou pentodes) justement par l'interposition d'une grille écran entre ces deux électrodes. Le neutrodynage est donc généralement inutile avec de telles lampes.

Différents montages ont été proposés pour réaliser le neutrodynage. Les uns utilisent une tension auxiliaire de plaque, les autres une tension auxiliaire de grille. On les classe couramment et par une appellation abrégée, en montages de neutrodynage plaque ou grille.

**87. Les montages de neutrodynage plaque.** — La tension alternative de plaque  $E$  qui réagit sur le potentiel de grille est transmise par la capacité parasite  $C_{ga}$  de la plaque sur la

FIGURE 252. — Dans le neutrodynage plaque, on fait agir par l'intermédiaire du condensateur de neutrodynage  $C_n$  une tension  $E'$  en opposition de phase à la tension  $E$  disponible sur la plaque; si  $E = E'$  (prise médiane sur  $L$ )  $C_n$  doit être égal à  $C_{ga}$ .



grille. On cherche donc à obtenir une tension  $E'$  en opposition de phase avec celle de la plaque, que l'on fait agir

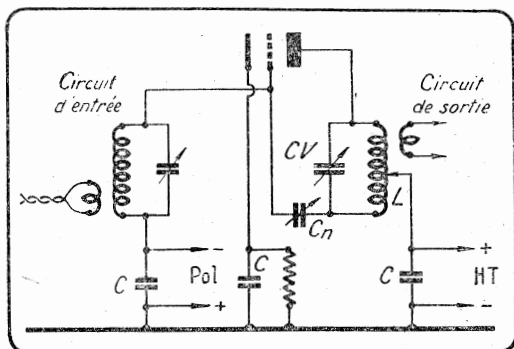


FIGURE 253. — Dans le montage pratique du neutrodynage plaque la prise est médiane sur la self  $L$ , et le condensateur variable de neutrodynage possède une capacité maximum égale sensiblement au double de la capacité interne grille-plaque de la triode à neutrodynage.

également sur la grille à travers une capacité  $C_n$  formée par le condensateur de neutrodynage.

Si l'on a :

$$(1) \dots\dots \frac{E}{E'} = \frac{C_n}{C_{ga}}$$

la grille est soumise à un courant de charge à travers  $C_n$  d'égale amplitude mais en opposition de phase avec celui qui lui est transmis en retour par la lampe. Les effets des deux capacités se neutralisent.

Le moyen le plus simple pour recueillir une tension alternative en opposition de phase avec celle de la plaque consiste à réaliser une prise sur la self du circuit accordé anodique (figure 252). Les potentiels des extrémités A et B par rapport à la prise reliée à la masse par C sont en opposition de phase\*.

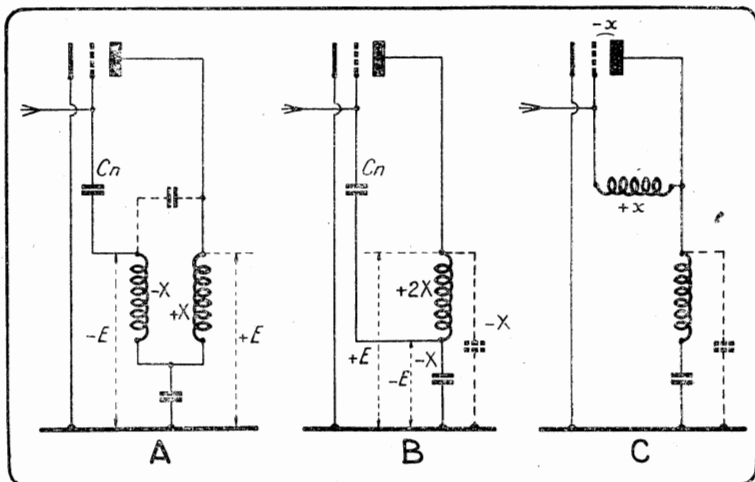


FIGURE 254. — La tension en opposition de phase appliquée en retour sur la grille à travers le condensateur de neutrodyne  $C_n$  peut être obtenue par l'un des trois montages schématisés ci-dessus.

A. — neutrodyne plaque avec self anodique à prise médiane.

B. — neutrodyne plaque avec condensateur à prise médiane.

C. — neutrodyne par self.

Les capacités indiquées en pointillé sont nécessaires pour l'accord des circuits anodiques.

Il est commode que le potentiel en opposition soit sensiblement égal au potentiel de plaque afin d'utiliser un condensateur de neutrodyne de capacité approximativement égale à la capacité parasite interne de la lampe. On réalise d'ordinaire une prise médiane sur la self, sans que ce soit une condition

\* Les tensions ne sont pas en réalité exactement en opposition de phase, puisque le montage n'est pas absolument symétrique; la partie de la self reliée à la plaque est parcourue par le courant anodique diminué du courant à travers  $C_{ga}$ , tandis que la partie reliée à  $C_n$  n'est traversée que par le courant à travers le condensateur de neutrodyne.

indispensable pour réaliser un neutrodynage parfait \*. Le condensateur de neutrodynage est variable (figure 253). Son réglage permet en toutes circonstances de satisfaire la relation (1), sans avoir à modifier la prise sur le self du circuit anodique.

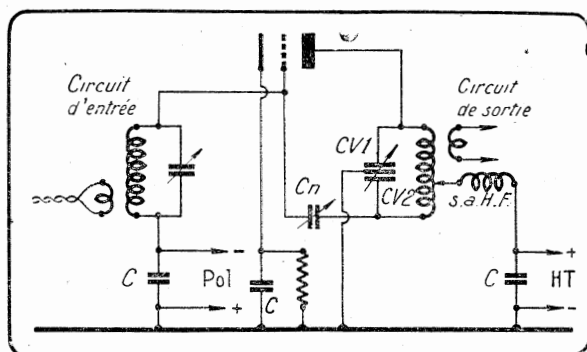


FIGURE 255. — Neutrodynage plaque avec circuit anodique accordé par condensateur variable à deux sections.

L'équilibre théorique du montage peut être détruit par les capacités parasites ou réparties de la self dont la symétrie électrique n'est pas exactement conservée aux différentes fréquences. Il est donc nécessaire de refaire soigneusement le réglage du neutrodynage après avoir dégrossi l'accord du circuit anodique et, à plus forte raison, à chaque changement de self anodique.

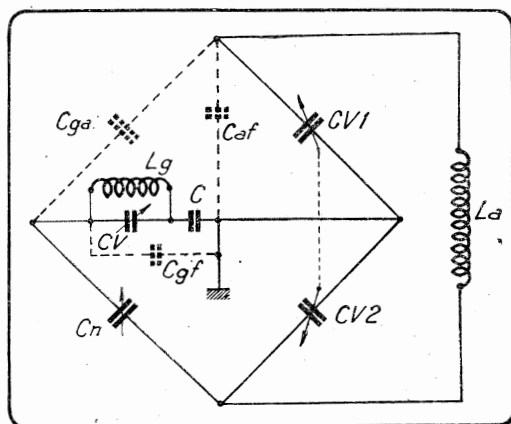


FIGURE 256. — Schéma équivalent du neutrodynage par la plaque.

Au lieu du montage avec self anodique à prise, on peut réaliser le montage schématisé figure 254 B. La tension en opposition de phase est obtenue en montant dans le circuit ano-

\* Si la partie de self utilisée pour le neutrodynage est 2 ou 3 fois plus petite, par exemple, que la partie « plaque », la capacité de neutrodynage doit être 4 ou 9 fois plus grande que la capacité interne.

dique une combinaison de deux réactances  $2X$  et  $-X$ . La tension entre le point commun du condensateur et la self est égale à celle appliquée à la plaque et en opposition de phase. Le schéma de la figure 254 B se complète par la capacité en parallèle sur l'ensemble self-capacité et de même valeur que cette dernière, afin de réaliser la résonance parallèle du circuit. En définitive, le montage devient pratiquement celui de la figure 255. La prise est médiane sur la capacité variable : le condensateur comporte deux sections identiques avec point milieu à la masse.

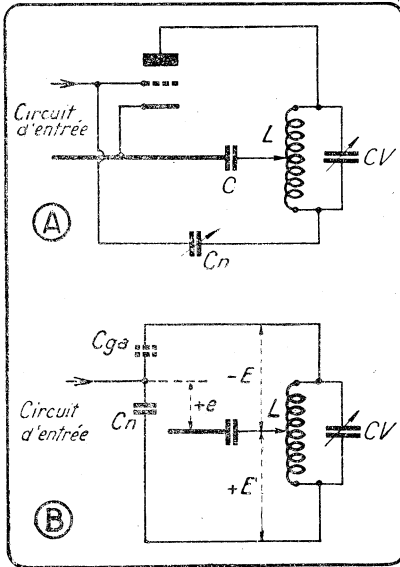


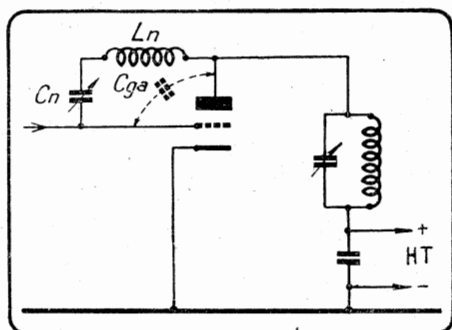
FIGURE 257. — Le circuit de neutrodynage représenté en A peut se ramener au schéma équivalent B dans lequel on a considéré les tensions représentées à un instant donné du cycle HF. Le même effet apparaît si la prise médiane est faite sur CV au lieu de l'être sur L.

La self est reliée par son milieu à la source de haute tension à travers une self d'arrêt haute fréquence S.a.H.F. Cette dernière est nécessaire pour éviter la mise à la masse, pour la haute fréquence, de cette prise qui, dans le cas où elle ne serait pas absolument symétrique à celle réalisée entre les condensateurs, provoquerait l'apparition d'un courant de circulation déséquilibrant encore davantage le montage et réduisant le rendement.

A ce sujet, on peut constater que l'égalité des capacités CV1 et CV2 du montage de la figure 255 ne réalise pas rigoureusement la prise médiane du circuit car pratiquement la capacité interne plaque-filament de la lampe se trouve en parallèle sur la seule section CV1 du condensateur double (figure 256). Dans le cas où cette dissymétrie provoque des difficultés de neutrodynage et doit être éliminée, il est simple de monter en parallèle sur CV2 un petit condensateur de même capacité que  $C_{af}$  dont la valeur est indiquée par les caractéristiques de la lampe.

Il est également intéressant de remarquer qu'en fonctionnement normal les courants à travers le condensateur de neutrodynage et la capacité interne de la lampe ne sont pas égaux. Le potentiel aux bornes de  $C_{ga}$  (figure 257) est la somme de la tension instantanée de grille et de plaque ( $+e - E$ ) tandis que le potentiel aux bornes de  $C_n$  est leur différence ( $+e + E$ ). Les courants qui sont égaux sont donc les composantes qui résultent de la tension instantanée alternative anodique. Les composantes relatives à la tension instantanée de grille sont, au contraire, en phase et produisent un effet qui peut être considéré comme résultant de l'adjonction d'une capacité parasite aux bornes du circuit d'entrée. Toutefois cette capacité est indépendante de  $E$  et par conséquent, ne nuit pas au neutrodynage.

FIGURE 258. — Dans le montage de neutrodynage par self, l'effet de la capacité interne  $C_{ga}$  est compensé par celui d'une self  $L_n$  montée en parallèle sur la lampe entre plaque et grille.  $C_n$  sert au réglage du neutrodynage. Ce montage est utilisé dans certains émetteurs modernes à grande puissance.



Un montage évite ces inconvénients : il a été préconisé par H.-W. Nichols, ingénieur des laboratoires de la Bell Telephone américaine. Il consiste à brancher simplement entre grille et plaque de la lampe une self  $L_n$  (figure 258) dont la réactance est égale, pour la fréquence de fonctionnement, à celle de la capacité interne de la triode. La self forme avec la capacité interne de la lampe un circuit bouchon sur la fréquence d'accord séparant le circuit grille du circuit plaque. Dans ces conditions, le courant transmis par la capacité est annulé par celui qui passe à travers la self à cause du déphasage de  $180^\circ$  existant entre eux. La capacité variable  $C_n$  sert à régler l'accord et en même temps à former séparation de circuits pour le courant continu \*.

Bien que très simple, ce montage est rarement utilisé dans les installations de faible puissance à cause des difficultés exactes de détermination pratique de la self de neutrodynage.

NEUTRODYNAGE PLAQUE D'UN PUSH-PULL. — Le problème de neutrodynage est grandement simplifié s'il s'agit de l'appliquer à un étage amplificateur monté avec lampes en push-pull. Les dissymétries précédemment signalées n'existent plus si les lampes sont convenablement équilibrées.

\* Cf. *Pick-ups*, décembre 1939, publication de la Western Electric-Co, l'article de W. H. Doherty sur le neurodynamage.

Le montage du neutrodynage plaque (figures 259 A et B) montre que les potentiels nécessaires sont bien égaux et opposés si l'équilibrage des lampes est réalisé tant sous le rapport de l'excitation grille que sous celui de la charge anodique. Le neutrodynage n'est pas affecté même en couplant le circuit

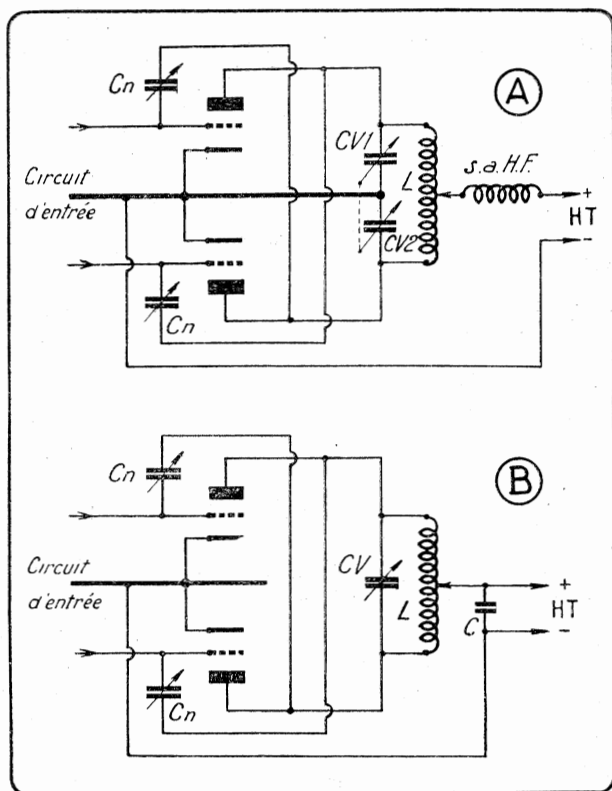


FIGURE 259. — Le neutrodynage plaque d'un amplificateur push-pull est complétement symétrique, qu'il s'agisse du montage à prise médiane sur la capacité (A) ou sur la self (B). Il nécessite un condensateur de neutrodynage pour chaque lampe.

d'utilisation inductivement à la self plaque. Dans le montage monolampe, il se produit au contraire une réaction pouvant aller jusqu'à rendre impossible le neutrodynage. C'est encore une des raisons pour lesquelles on utilise de préférence les montages push-pull pour l'amplification de puissance des fréquences très élevées (ondes métriques notamment).

Signalons enfin que dans tous les montages à circuit anodique accordé par condensateur double avec point milieu à la masse, la suppression des harmoniques est toujours plus complète. En effet, la section du condensateur variable entre plaque

et masse offre pour la fréquence des harmoniques une plus faible réactance que la partie correspondante de la self. Les harmoniques sont plutôt dérivés vers la masse sans être trans-

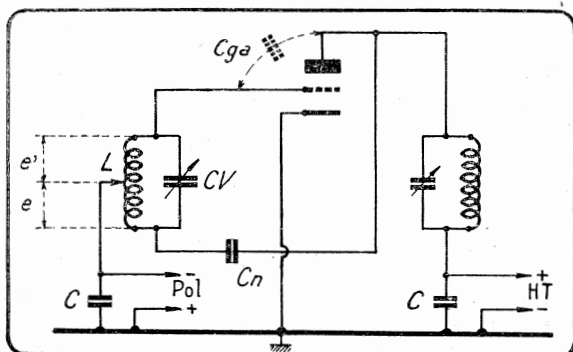


FIGURE 260. — Dans le neutrodynage grille, on fait agir sur le circuit grille, par l'intermédiaire du condensateur de neutrodynage  $C_n$ , une tension  $e$  en opposition de phase à la tension  $e'$  qui serait transmise au circuit plaque par  $C_{ga}$ .

Si la prise est médiane sur  $L$ ,  $C_n$  doit être égal à  $C_{ga}$ .

férés inductivement dans le circuit d'utilisation. La réduction des harmoniques entraîne une légère augmentation du rendement plaque.

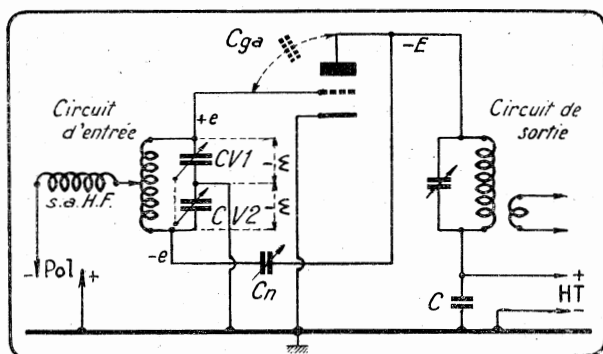


FIGURE 261. — Dans le montage de neutrodynage grille avec condensateur double d'entrée, il se produit une réaction du circuit plaque sur le circuit grille, ayant pour effet de réduire la tension d'excitation grille utile. A un instant donné la tension instantanée de plaque  $-E$  provoque aux bornes de  $CV1$  la tension  $-\varepsilon$  qui se retranche de l'excitation grille  $+e$ .

88. Les montages de neutrodynage grille. — Dans ces montages, on ne crée pas un potentiel en opposition de phase avec celui instantané de la plaque : on fait agir directement

ce dernier de façon telle qu'il produise dans le circuit grille un courant annulant celui qui serait normalement écoulé par la capacité interne de la lampe (figure 260).

Il faut donc cette fois-ci réaliser une prise sur le circuit accordé de grille. On prend en pratique une prise médiane soit sur la self, sur la capacité (figure 261).

Des remarques semblables aux précédentes peuvent être faites sur la dissymétrie du montage monolampe. Ainsi la figure 262 montre que la capacité grille-filament se trouve en parallèle sur l'une seule des sections du condensateur double d'accord.

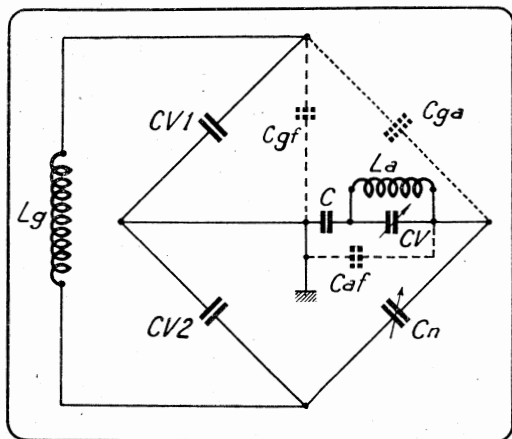


FIGURE 262. — Schéma équivalent du neutrodynage par la grille.

D'autre part, considérons le montage à prise médiane (CV1 = CV2) de la figure 261 et supposons qu'à un instant donné, il existe le potentiel instantané  $+e$  sur la grille, correspondant à  $-E$  sur la plaque. Le potentiel plaque provoque deux courants d'égale amplitude et de même phase qui circulent à travers Cga et Cn.

Ces courants n'apparaissent pas dans la self grille car ils y sont en opposition. Ils se referment par la masse, respectivement à travers CV1 et CV2 et produisent aux bornes de ceux-ci deux tensions  $-\varepsilon$  qui sont en phase avec la tension anodique  $-E$ . On dispose en somme de potentiomètres capacitifs constitués d'une part par Cga et CV1, d'autre part par CV2 et Cn, tous deux étant montés entre plaque et masse.

Or, la tension d'excitation grille  $+e$  est également appliquée aux bornes des condensateurs variables d'accord, si bien qu'en définitive, l'excitation grille qui devrait demeurer du côté grille égale à  $+e$  est réduite et devient  $+e - \varepsilon$  par le fait du circuit plaque. Du côté opposé, elle est au contraire augmentée puisque les deux tensions instantanées sont en phase ( $-e - \varepsilon$ ), mais cela n'intervient pas puisque cette partie du circuit n'est reliée à aucune grille. Il existe une réaction de la tension plaque sur la tension grille et, par conséquent, le



neutrodynage n'est pas réalisé au sens propre du terme (figure 262).

On peut constater expérimentalement ce résultat en mesurant l'excitation grille avant et après que la tension anodique ne soit appliquée. Il n'est pas rare que la diminution de tension alternative de grille atteigne 10 %, même lorsque l'amplificateur paraît convenablement neutrodyné.

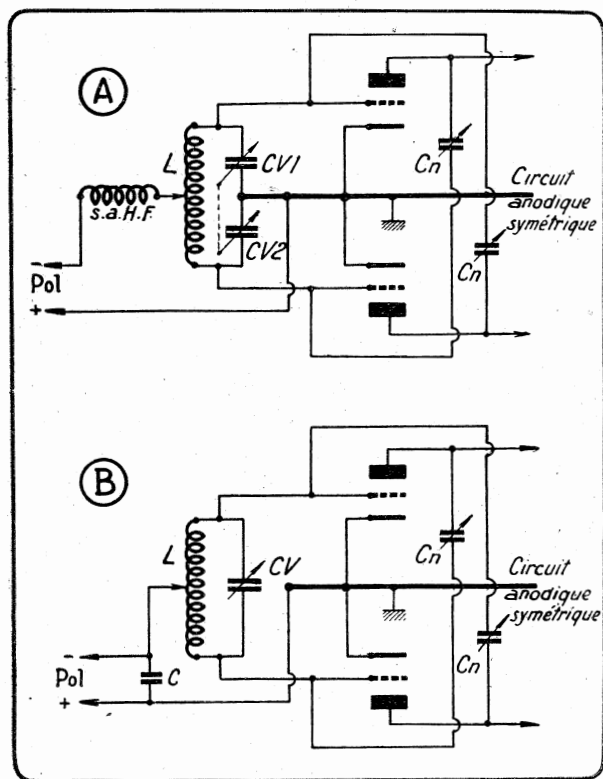


FIGURE 263. — Le neutrodynage grille n'est réellement effectif qu'avec un montage push-pull. Celui-ci peut être monté avec circuit à condensateur double (A) ou simple (B). Le circuit anodique symétrique peut dans chaque cas être indifféremment à condensateur simple ou double.

Dans le montage à prise médiane sur la self, on peut voir que ces effets sont inversés : l'excitation grille est augmentée. On constate que l'augmentation est pratiquement assez sensible, ce qui a pu faire conseiller l'utilisation de ce montage de préférence à tous les autres, bien qu'en réalité il ne procure pas un neutrodynage absolu.

**NEUTRODYNAGE GRILLE D'UN PUSH-PULL.** — Le neutrodynage grille ne peut être convenable que si le circuit d'entrée demeure équilibré. Ce n'est pas le cas d'un montage monolampe puis-

qu'une moitié seulement du circuit d'entrée sert à l'excitation grille. Au contraire, dans les montages push-pull (figures 263 A et B), la symétrie est conservée quelle que soit la fréquence : le neutrodynage est dans ce cas aussi efficace que le neutrodynage plaque. C'est, du reste, le seul montage utilisé pratiquement avec les amplificateurs push-pull.

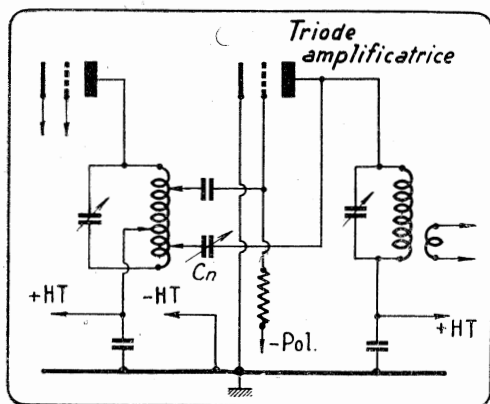


FIGURE 264. — Un montage simple d'amplificateur neutrodyné par la grille. Mais il présente les inconvénients des montages monolampes à neutrodynage grille, avec l'avantage de faire apparaître une augmentation de l'excitation grille.

89. Réalisation et mise au point du neutrodynage. — Outre les particularités déjà mentionnées des différents systèmes, d'autres, d'ordre pratique, sont à considérer lorsqu'il s'agit de choisir un montage de neutrodynage. Certaines raisons, comme la simplicité de construction, peuvent toutefois faire adopter une disposition particulière (par exemple, figure 264), dont

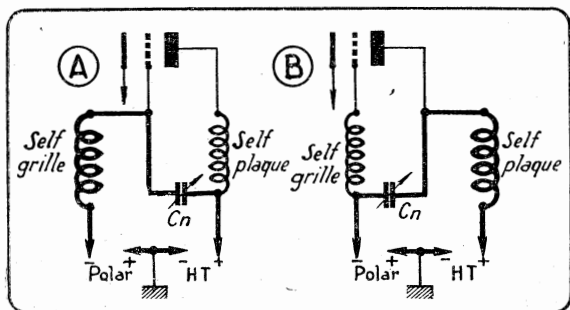


FIGURE 265. — Dans le montage de neutrodynage par la plaque (A) ou par la grille (B), avec étage monolampe ou push-pull, la haute tension anodique HT à laquelle s'ajoute en série la tension de polarisation est appliquée aux armatures du condensateur de neutrodynage, quel que soit le dispositif de couplage.

on n'ignore pas les inconvénients. Les difficultés de réglage seront plus grandes et les résultats pourront être médiocres, surtout s'il s'agit d'un émetteur en téléphonie.

Car l'exact neutrodynage d'un amplificateur est indispensable non seulement pour empêcher l'entrée en oscillation, mais aussi pour éviter certaines distorsions et une perte de rendement qui interviennent, comme nous l'indiquerons plus loin, pour un mauvais réglage.

Les montages avec circuits accordés à condensateur double présentent l'avantage vis-à-vis des montages à condensateur simple de ne pas provoquer d'effet d'approche de la main pour le réglage des capacités d'accord. Le rotor des condensateurs est relié soit directement à la masse, soit par l'intermédiaire d'une grosse capacité.

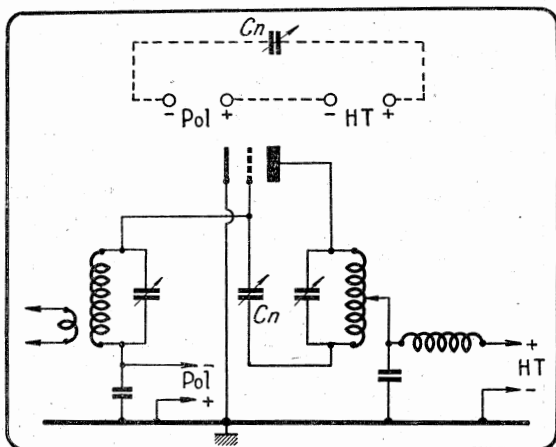


FIGURE 266. — Le condensateur de neutrodynage  $C_n$  doit pouvoir supporter la tension anodique HT à laquelle, s'ajoute la tension de polarisation de la lampe neutrodynée.

Quel que soit le montage du neutrodynage, et le montage du circuit grille de la lampe, la même somme de tensions continues est appliquée à  $C_n$ .

Dans tous les montages (figure 265), la tension de service que doit pouvoir supporter le condensateur de neutrodynage (figure 266) est la tension instantanée maximum pouvant exister entre plaque et masse.

Si l'on ne dispose pas d'un condensateur de valeur comparable à la capacité interne de la lampe, il n'est pas commode de réaliser le montage avec condensateur double car il faudrait que chaque section de celui-ci soit de capacité différente. Adopter le montage avec self à prise et se souvenir que plus la prise est proche de la plaque, moins doit être grande la capacité de neutrodynage et inversement.

Enfin, même avec une prise médiane, le condensateur de neutrodynage doit équilibrer non seulement la capacité grille plaque de la lampe, mais aussi la capacité des connexions grille et plaque. Sa capacité doit donc être légèrement supérieure à celle interne de la lampe. Si le neutrodynage est

appliqué à plusieurs lampes en parallèle, c'est la somme des capacités grille-plaque qu'il faut compenser.

RÉGLAGE. — Le réglage du neutrodynage d'un amplificateur convenablement déterminé et réalisé ne doit présenter aucune difficulté. Il suffit de régler le condensateur de neutrodynage jusqu'à constater qu'aucune énergie n'est transmise directement du circuit grille sur le circuit plaque.

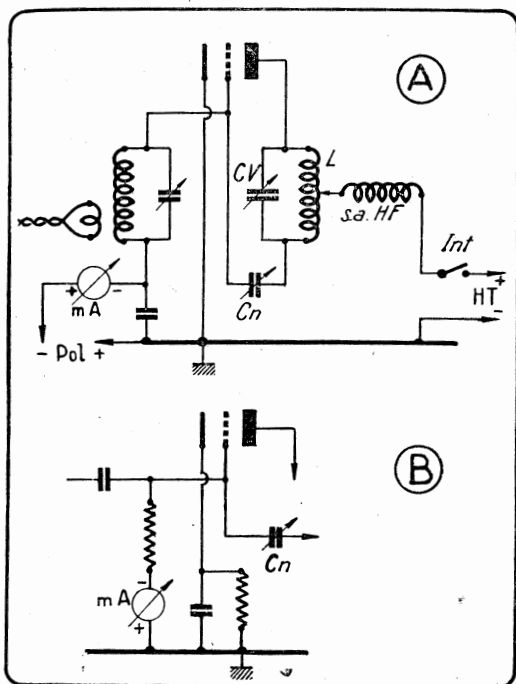


FIGURE 267. — Le milliampèremètre mA monté en série dans le circuit grille permet de mettre au point facilement le neutrodynage d'un amplificateur monolampe, quel que soit son montage, A ou B par exemple, ou push-pull. L'interrupteur Int. doit être ouvert pour le réglage du condensateur de neutrodynage  $C_n$ , mais toutes les autres tensions normales de fonctionnement appliquées.

On fait fonctionner la lampe amplificatrice sans alimentation anodique, mais en branchant normalement tous les autres circuits (filament, excitation, etc...). On branche sur le circuit anodique un indicateur haute fréquence ; soit boucle de Hertz couplée à la self anodique, soit lampe à néon touchant l'extrémité plaque de la self, soit ampèremètre H.F. en série dans le circuit oscillant. Le circuit plaque est accordé sur la fréquence à amplifier.

Le neutrodynage n'étant pas réglé (Cn par exemple à zéro), la capacité interne de la lampe est suffisante pour provoquer un couplage entre les circuits grille et plaque. L'indicateur H.F. met en évidence la présence de H.F. dans le circuit anodique, un maximum étant obtenu par l'accord exact du circuit plaque. En manœuvrant le condensateur de neutrodynage, du zéro à la capacité maximum, sans retoucher à l'accord du circuit plaque, on obtient dans le circuit anodique un minimum de H.F. pour une valeur intermédiaire de la capacité de neutrodyne. Le réglage du neutrodynage est réalisé lorsque, les circuits d'entrée et de sortie accordés à la résonance, le zéro, ou à la rigueur un minimum *très faible* de H.F. est observé dans le circuit anodique. Au cours de la manœuvre de Cn, lorsque le réglage approximatif de celui-ci est réalisé, il faut rattraper à la fois dans le circuit grille et dans le circuit plaque les dérèglages légers qui ont pu apparaître.

Dans le cas d'un montage push-pull, les deux condensateurs de neutrodyne doivent être manœuvrés simultanément et réglés sensiblement à la même capacité.

La mise au point du neutrodynage est encore plus simple si l'on dispose d'un milliampèremètre \* monté dans le retour du circuit grille (*figure 267*). Il suffit de mettre comme précédemment la lampe en fonctionnement sans tension anodique et de brancher le milliampèremètre dans le circuit grille. La grille et la cathode de l'amplificatrice constituent une diode qui redresse le courant H.F. d'excitation grille. Le milliampèremètre mA indique un courant maximum pour l'accord exact du circuit grille, ce maximum varie évidemment suivant l'excitation appliquée à l'étage. Mais nous supposons celle-ci fixe et nous n'y touchons plus.

Le neutrodynage n'étant pas réglé, en accordant le circuit anodique par C.V., on constate pour l'accord de ce dernier une baisse du courant grille provoquée par l'absorption du circuit plaque sur le circuit grille à travers la capacité interne de la lampe. Le condensateur de neutrodyne est réglé pour qu'il n'existe plus aucune baisse (ou une baisse insignifiante) du courant grille lorsque le circuit plaque est accordé à la résonance. Il est nécessaire encore de retoucher, au cours de la mise au point, les réglages des condensateurs d'entrée et de sortie afin de s'assurer que la résonance est conservée.

Ce procédé est très commode car, à l'aide d'un seul appareil de mesure, on règle à la fois le circuit grille, le circuit plaque et le circuit de neutrodyne.

**DIFFICULTÉS.** — Si l'on rencontrait des difficultés pour réaliser le neutrodynage exact, il faudrait en rechercher l'origine dans l'une ou les causes suivantes :

1° Couplage inductif entre les selfs grille et plaque ou entre la self plaque et l'une des bobines d'accord des étages précédents.

2° Eloignement ou blindage insuffisant entre étages ou entre les circuits grille et plaque de l'amplificateur.

\* Un milliampèremètre à cadre de 10 mA convient pour des lampes de réception, de 25 mA pour des lampes plus puissantes : le choisir d'après la valeur normale du courant grille indiquée dans les caractéristiques.

3° Condensateur de neutrodyne se trouvant dans le champ d'une self d'accord de l'étage.

4° Mauvais découplage à la masse du filament de la lampe amplificatrice. Le découplage doit être relié à la connexion masse propre à l'étage neutrodyné.

5° Mauvais découplage de la prise médiane du circuit grille ou plaque utilisée dans le schéma de neutrodynage.

Une bonne précaution pour remédier aux difficultés qui pourraient résulter de ces deux dernières causes consiste à établir les connexions de découplage le plus directement possible, toutes les masses du schéma de l'amplificateur aboutissant au même point qui est relié par un conducteur de grosse section au point masse, constitué de la même façon pour l'étage précédent et ainsi de suite. Se méfier en particulier des prises de masse faites directement sur le châssis métallique : toujours réaliser des *connexions* « masse », les traiter comme des connexions ordinaires et les relier en un seul point au châssis.

Le réglage du neutrodyne obtenu par la première des méthodes précédentes est généralement bien celui qui correspond à l'absence de réaction du circuit plaque sur le circuit grille même lorsque la lampe amplificatrice fonctionne normalement avec la tension anodique appliquée. Ce n'est toutefois pas le cas lorsqu'il existe, en cours de réglages, une variation d'excitation grille, comme avec les montages monolampes de neutrodynage grille : l'accord du circuit anodique n'est alors pas exactement celui qui paraît être trouvé en observant l'indicateur H.F. couplé au circuit oscillant.

Le dérèglement du circuit plaque de la lampe amplificatrice est préjudiciable au bon fonctionnement : l'impédance d'utilisation ne peut plus être considérée comme une simple résistance, sa valeur est plus faible, le rendement est diminué, les bandes latérales sont déformées et introduisent des distorsions dans le cas d'une émission modulée.

La seconde méthode de mise au point du neutrodynage entraîne une moins grande différence d'accord, mais ne saurait cependant remédier aux défauts inhérents au neutrodynage grille. Les deux méthodes sont équivalentes, quoique la seconde plus pratique, pour le neutrodynage plaque ou le neutrodynage d'un push-pull.

**90. Montage sans neutrodynage.** — Nous avons vu que les amplificateurs montés avec pentodes ou tétrodes, ou d'une façon plus générale, avec lampes à écran n'exigeaient ordinairement pas de neutrodynage. L'influence du circuit de plaque sur le circuit de grille est évitée par la présence de l'écran électrostatique à l'intérieur de la lampe.

On peut utiliser des triodes sans neutrodynage en les employant en « montage inversé » ou en montage avec grille à la masse (*figure 268*). La grille étant, pour la haute fréquence, reliée à la masse joue le même rôle que l'écran d'une pentode. En réalité, cette protection du circuit plaque vis à vis du circuit d'entrée, le circuit de cathode, n'est pas toujours efficace et dépend de la construction de la lampe. Certains tubes se prêtent mieux que d'autres au montage inversé (*figure 269*).

Il convient de remarquer qu'une lampe utilisée dans un montage avec grille à la masse exige une excitation grille de cinq à 10 fois plus élevée qu'avec le montage normal (selon les types de tubes). Toutefois, une partie de cette excitation supplémentaire se retrouve dans le circuit d'utilisation. D'autre part, on ne peut moduler à 100 % un étage à grille inversé. Il est nécessaire pour atteindre ce taux, de moduler en partie l'excitation de cathode.

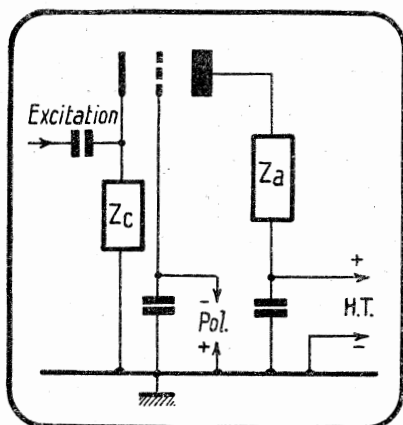


FIGURE 268. — Schéma de principe d'une triode utilisée en montage inversé, avec grille à la masse.

L'excitation, au lieu d'être appliquée à la grille, est envoyée au circuit de cathode. La grille, normalement polarisée, est mise à la masse pour la H.F. et joue le rôle d'écran. Le circuit anodique comprend, de façon normale, le circuit d'utilisation  $Z_a$ .

En pratique, on n'utilise pas les montages inversés dans les émetteurs de petite puissance sur ondes décimétriques. On réserve leur emploi aux fréquences élevées, dans des applications spéciales (émetteurs à large bande sur V.H.F. pour modulation de fréquence, impulsions ou télévision par exemple), lorsque les inconvénients précédemment exposés ont peu d'importance sur les avantages (diminution de la capacité de sortie de la lampe à cause de l'absence des circuits de neutrodynage) procurés par ce montage sur fréquences élevées, où les pentodes ne sont pas d'une utilisation normale.

#### IV. — Couplage de sortie d'un étage amplificateur

L'étage amplificateur haute fréquence utilisé à l'émission est destiné à transmettre au circuit d'utilisation la puissance qui est disponible dans le circuit anodique. Le circuit d'utilisation est constitué soit par un autre étage amplificateur — le premier amplificateur est alors le « driver », — lorsque l'oscillateur ou le doubleur ne fournit pas une puissance suffi-

sante pour l'excitation grille directe de l'amplificateur final ; soit par l'antenne, raccordée à son système d'alimentation (ligne non résonnante ou feeders résonnants) — c'est le cas le plus général ; soit enfin, par une charge résistante quelconque, comme une lampe d'éclairage formant l'antenne fictive au cours des essais de l'émetteur.

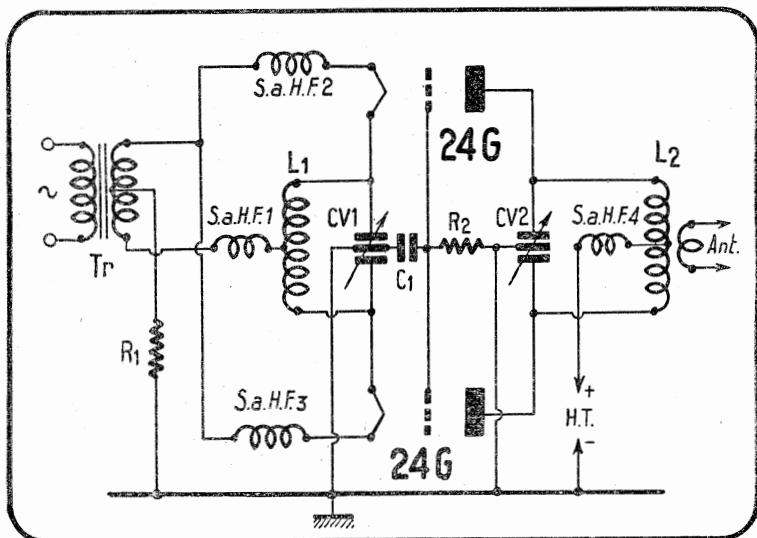


FIGURE 269. — Montage push-pull inversé avec triodes, grille à la masse. Le neutrodynage est évité, mais le rendement de puissance est très faible.

Valeur des éléments (fonctionnement sur 50 Mc/s) :

R1 : 500 ohms (10 watts).

R2 : 2.500 ohms (2 watts).

C1 : 500  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

Tr. : Transformateur de chauffage.

— Les circuits accordés sont réglés sur 50 Mc/s.

— Les selfs d'arrêt haute fréquence S.a.H.F. 1 à 3 sont bobinés en gros fil à cause de l'intensité filament qui les traverse.

Tubes utilisés : 3C24 ou 24G.

D'une part, le circuit réel d'utilisation présente des caractéristiques particulières qui dépendent justement de sa constitution, de sa nature et même du réglage ou de l'accord de chacun de ses éléments. En particulier, les problèmes de transmission de l'énergie H.F. au brin rayonnant d'antenne imposent des conditions d'attaque bien déterminées, propres au système d'aérien utilisé \*. De même, l'attaque d'un étage amplificateur présente les exigences déjà mentionnées.

D'autre part, l'étage amplificateur, fonctionnant d'ordinaire suivant la classe C, comporte un circuit de sortie dont

\* Ces conditions sont précisées dans le Chapitre sur les Antennes (TOME 3).



les caractéristiques dépendent des lampes utilisées et sont elles aussi bien déterminées : résistance apparente des lampes,  $Q$  du circuit anodique \*.

On se trouve donc en présence de deux circuits de caractéristiques et notamment d'impédances différentes : il s'agit d'obtenir avec le meilleur rendement le transfert d'énergie du premier au second. Le couplage de sortie de l'étage est destiné à remplir cette fonction.

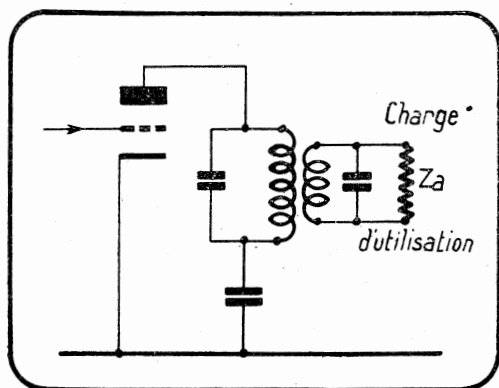


FIGURE 270. — L'amplificateur doit débiter sur une impédance  $Z=0,45 R$  (voir relation 2, page 29). La charge d'utilisation, constituée par l'antenne, présente une impédance différente  $Z_a$ . Le couplage d'antenne constitue un transformateur d'impédance.

Il est nécessaire comme *transformateur d'impédance* entre l'amplificateur considéré comme un alternateur de force électromotrice et de résistance interne déterminées et le circuit d'utilisation supposé réduit à une résistance ohmique pure, par raison de simplification. En d'autres termes, il faut que l'impédance d'utilisation, vue à partir de la lampe à travers le système de couplage possède la valeur *optimum* pour l'étage de sortie, tandis que l'impédance vue à partir du circuit d'utilisation soit égale à celle normale du système (antenne ou charge extérieure) (figure 270).

**91. Détermination du système de couplage.** — Supposons par exemple, que la lampe amplificatrice d'un étage final classe C débitant sur l'antenne soit une 807. Elle fonctionne en télégraphie sous 600 volts en consommant, avec un réglage normal, un courant anodique de 100 mA.

La valeur de l'impédance d'utilisation de la lampe est \*\* :

$$Z = 0,45 R = 0,45 \times 600/0,100 = 2.700 \text{ ohms}$$

\* Voir page 29.

\*\* Ces caractéristiques ont été déterminées au Chapitre I.

Il s'agit d'utiliser cette lampe pour attaquer une antenne alimentée par une descente dont l'impédance caractéristique est de 72 ohms.

Si la ligne 72 ohms était branchée directement aux extrémités du circuit oscillant anodique de la 807, il est évident que l'impédance d'utilisation de l'étage amplificateur se réduirait à peine à 72 ohms, puisque la charge se comporte comme une résistance pure, non inductive équivalente à 72 ohms. Le fonctionnement de l'amplificateur serait possible. Mais son rendement serait très faible, son courant anodique très élevé et la puissance transmise à l'antenne insignifiante.

Au contraire, en constituant un couplage de sortie (figure 271) de telle sorte que l'impédance d'utilisation représente 2.700 ohms pour l'amplificateur, tandis que l'impédance vue de la ligne ne soit que 72 ohms, le fonctionnement deviendra tout à fait normal : la lampe aura sa charge *optimum* ; l'antenne sera attaquée suivant l'impédance requise.

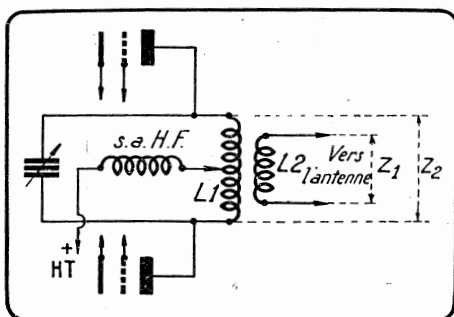


FIGURE 271. — Le couplage de sortie d'un étage amplificateur est destiné à réaliser une transformation de l'impédance d'utilisation  $Z_1$  de l'étage en une impédance  $Z_2$  du circuit alimenté en H.F. par l'amplificateur.

Il suffit pour arriver à ce résultat de déterminer le couplage de sortie en tenant compte du rapport des impédances. On ne peut utiliser une formule identique\* à celle employée pour les transformateurs B.F. Dans un système de couplage constitué par deux selfs H.F. les pertes de flux sont considérables. Le coefficient de dispersion est presque voisin de l'unité !

Le calcul montre que, pour deux circuits couplés (figure 272), on a :

$$X_M = \sqrt{\frac{X_c^2 R_2}{R_1}} \quad \dots \dots (1)$$

$X_M$  étant la réactance mutuelle, en ohms des deux bobines, soit

$$X_M = 2 \pi f M = 2 \pi f K \sqrt{L_1 L_2}$$

$K$  étant le coefficient de couplage des deux enroulements  $L_1$  et  $L_2$ ;  $X_c$  est la capacitance du condensateur du circuit anodique :

$$X_c = \frac{1}{2 \pi f C}$$

$f$ , la fréquence d'utilisation, et  $R_2$  et  $R_1$  respectivement les impédances d'antenne et d'utilisation de la lampe, réduites à leur valeur ohmique pure.

\* Voir TOME II, page 116.

Toutes simplifications faites, l'expression (1), en se souvenant que :

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L1.C}}$$

peut s'écrire :

$$\frac{L1}{L2} = K^2 \frac{R1}{R2}$$

Les selfs sont exprimées en microhenrys par exemple, les résistances en ohms.

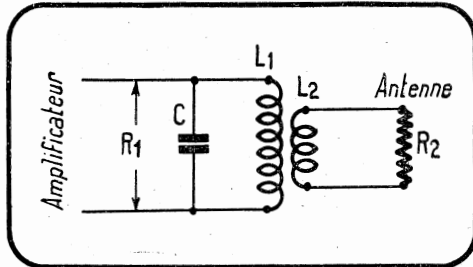


FIGURE 272. — Circuit d'utilisation de l'amplificateur L1-C et circuit de charge ou d'antenne L2-R2.

L'impédance d'utilisation de la lampe est R1 : celle d'antenne est R2.

En reprenant l'exemple précédent, et en supposant un fonctionnement sur 14.200 kc/s, le tableau de la page 34 indique que pour le circuit accordé anodique de la 807, il faut adopter une self :

$$L1 = 2,54 \mu\text{H}$$

pour  $Q = 12$ , puisque  $R = E/I = 600/0,1 = 6000$  ohms.

Déterminons L1 et L2, en supposant qu'en pratique  $k = 0,4$ , on a :

$$\frac{2,54}{L2} = \frac{16}{100} \times \frac{2.700}{72}$$

$$\text{d'où } L2 = 0,423 \mu\text{H}$$

Le nombre de spires de ces deux enroulements se détermine par la formule de Nagaoka :

$$L = \frac{d^2 n^2}{100a + 45d}$$

en adoptant par exemple un diamètre et une longueur de bobinage de :

<b>L 1</b>	$a = 5 \text{ cm}$	$d = 4 \text{ cm}$	<b>L 2</b>	$a = 2 \text{ cm}$	$d = 5 \text{ cm}$
	$2,54 = \frac{16 n^2}{680}$			$0,423 = \frac{25 n^2}{425}$	
d'où	$n = 10$ spires		d'où	$n = 3$ spires	

On adoptera pratiquement ces caractéristiques de selfs et l'on réalisera un couplage variable entre elles ( $K$  variable) de façon à obtenir par un réglage convenable l'adaptation exacte des impédances.

Que se passe-t-il si l'on couple plus ou moins le circuit d'utilisation (antenne) au circuit de sortie de l'amplificateur final ? On constate que le courant anodique de l'étage amplificateur varie, augmentant d'autant plus que le couplage est grand. Le rapport du transformateur d'impédance varie suivant le couplage des selfs : on dispose donc d'un moyen de réglage du couplage de sortie de l'amplificateur. C'est la raison pour laquelle il est préférable d'utiliser un couplage variable : il est réglé, comme nous le verrons plus loin, au moment de la mise au point de l'émetteur en débit sur l'antenne.

Nous avons supposé que l'antenne avec sa descente se réduisait pour le couplage à une résistance pure non-inductive. En réalité, la supposition n'est valable que dans le cas d'une antenne bien réglée. Si la descente est une ligne de transmission, elle ne doit pas être le siège d'ondes stationnaires ; si elle est constituée par des feeders résonnants, leur longueur doit correspondre à une résonance exacte.

Lorsque cette condition n'est pas satisfaite, il devient très difficile d'effectuer les réglages du couplage : le circuit d'utilisation semble ne pas absorber d'énergie \* même au couplage maximum. Il faudrait normalement refaire le réglage de l'antenne et de l'adaptation du brin rayonnant à la descente, si l'on ne disposait d'un moyen plus simple permettant de compenser le défaut à l'aide d'un montage spécial de couplage d'antenne appelé *adaptateur d'antenne* (filtre Collins, en particulier).

Enfin, un rôle secondaire du couplage de sortie est d'éliminer les harmoniques susceptibles d'être rayonnés qui peuvent être produits dans l'émetteur.

Ces différents points étant précisés, examinons les procédés utilisés pour réaliser une sortie appropriée des différents montages d'amplificateurs H.F. de puissance, le circuit d'utilisation étant constitué par une antenne à descente mono ou bi-filaire.

Remarquons que tous les montages amplificateurs push-pull ou monolampe \*\* à neutrodynage plaque comportent un circuit anodique avec self à prise médiane : le milieu de la self est pour la haute fréquence au potentiel de la masse ou de la terre ; les deux extrémités de la bobine sont à un haut potentiel H.F. vis-à-vis de la terre. Dans les montages avec lampes non neutrodynées (tétrodes ou pentodes) ou neutrodynées par la grille, c'est l'extrémité plaque de la self qui est au haut potentiel H.F., tandis que l'autre extrémité est à la terre (à travers un condensateur de découplage) pour la haute fréquence.

Le couplage peut se faire par capacité ou par induction.

\* A cause de la composante « réactance » du système d'antenne.

\*\* Ou, ce qui revient au même dans le cas présent, montages avec plusieurs lampes en parallèle.

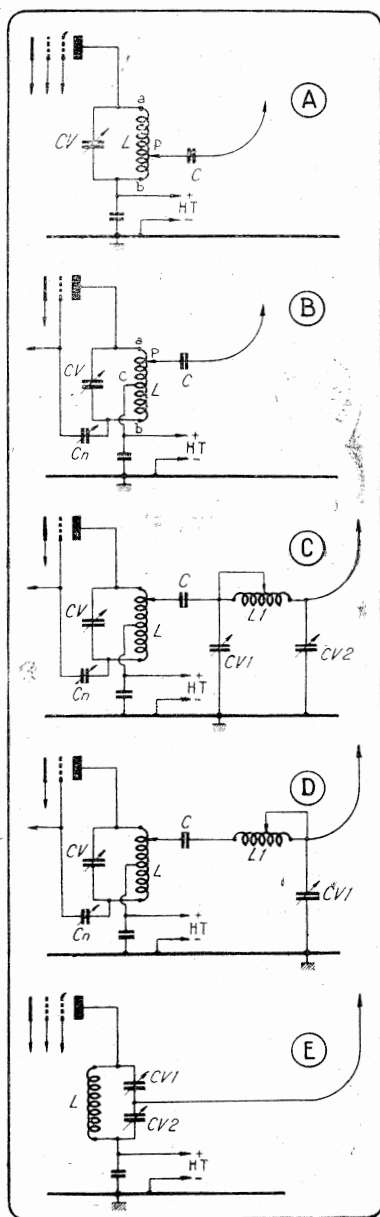


FIGURE 273. — Différentes méthodes de couplage capacitif d'un étage final monolampe à une antenne à descente monofilaire.

Dans les montages A et E, une tétrode ou une pentode est utilisée sur l'étage final.

92. Couplage par capacité d'un amplificateur monolampe à une antenne à descente monofilaire (figure 273). — Le procédé le plus simple est de relier la descente d'antenne (ligne monofilaire

non résonante, comme c'est le cas avec une antenne Hertz-Windom, par exemple) sur la self du circuit anodique de sortie de la lampe (A).

Le condensateur C de 0,5 à 2/1000  $\mu\text{F}$  est nécessaire pour empêcher que l'antenne ne se trouve sous la haute tension anodique de la lampe. Le placer à l'intérieur de l'émetteur. Par mesure de sécurité, il doit pouvoir supporter sans risque de claquage au moins le double de la tension anodique. Le courant H.F. qui le traverse peut être assez intense si l'impédance d'utilisation est faible : on peut le déterminer par la formule :

$$I^2 = \frac{W}{Z}$$

$I$ , étant le courant H.F. en ampères ;  $W$ , la puissance H.F. de sortie en watts et  $Z$ , l'impédance caractéristique de la descente d'antenne. Ainsi un émetteur débitant une puissance H.F. de 30 watts dans une ligne de 600 ohms produit un courant de 220 mA environ.

Le couplage est varié en déplaçant la prise P sur la self. Le rapport de transformation est maximum lorsque la prise est en  $a$  et décroît au fur et à mesure qu'elle est déplacée vers  $b$ .

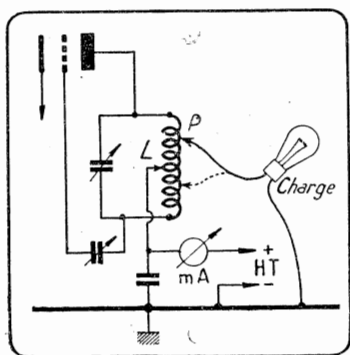


FIGURE 274. — Lorsque la charge de même résistance que l'impédance caractéristique que la ligne de transmission à l'antenne est branchée sur le circuit de sortie, la position de la prise P sur L doit être réglée pour obtenir le débit anodique normal de la lampe amplificatrice tu à mA.

Le moyen le plus rationnel pour régler exactement la position de cette prise, comme du reste la position de la prise d'antenne de tous les montages en comportant, est le suivant. Connaissant l'impédance caractéristique de la ligne de transmission (600 ohms par exemple, pour la ligne monofilaire), prendre une résistance équivalente non selfique \* et la brancher sur le circuit accordé (figure 274) à la position qui correspond au débit anodique recherché pour l'amplificateur.

Brancher les prises de la charge symétriquement à la prise médiane dans le cas d'une ligne de transmission bifilaire.

\* Une résistance type à charbon aggloméré, par exemple, dont la valeur de 600 ohms soit bien exacte pour la fréquence considérée car, d'ordinaire, la résistance ohmique diminue avec la fréquence, ou de préférence une ou plusieurs lampes d'éclairage, de la même façon que pour les antennes fictives.

Si la ligne de transmission est bien adaptée au brin rayonnant, elle doit se comporter vis-à-vis du circuit accordé comme la résistance précédente et ne provoquer aucun dérèglement.

Si l'étage est neutrodyné par la plaque (B), le secondaire de l'auto-transformateur de couplage de sortie est constitué par la portion d'enroulement entre la prise d'antenne P et le point médian c ; le primaire est la partie de self ac. La prise P peut également se trouver sur la portion cb de l'enroulement.

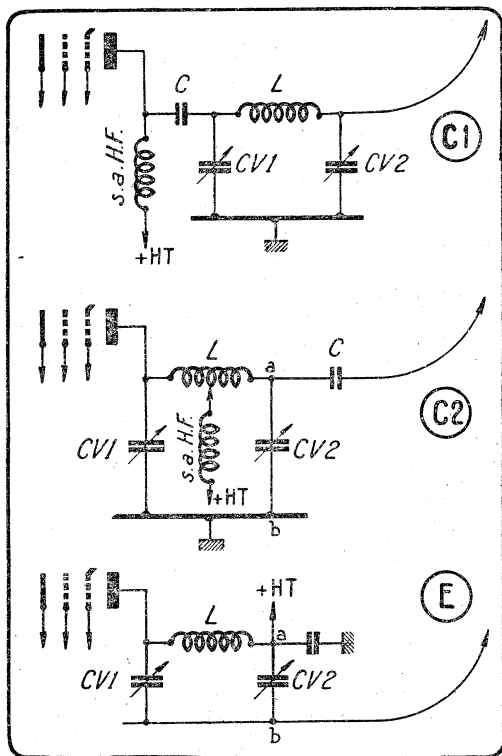


FIGURE 275. — Ces montages sont en somme des variantes du montage avec adaptateur d'antenne et découlent après simplification du filtre Colpitts représenté en C sur la FIGURE 273.

Les deux montages précédents très simples, bien réglés sont efficaces avec une antenne convenablement adaptée : ils n'évitent pas toutefois le transfert d'harmoniques au brin rayonnant.

Les couplages C et D se rapportent à une antenne à descente monofilaire résonnante ou non et utilisent un adaptateur dont nous indiquerons plus loin en détail les avantages et la mise au point. Ils sont plus avantageux car ils permettent de corriger les défauts d'adaptation d'une descente d'antenne établie incorrectement et éliminent sensiblement les harmoniques.

Le montage E est excessivement intéressant : c'est au sens propre du terme un couplage par capacité tandis que les pré-

cédents sont plutôt des couplages par induction (autotransformateur) puisque la capacité C existe uniquement pour former séparation de circuits au point de vue haute tension continue. Mais, il ne peut être utilisé qu'avec un montage à tétrode ou pentode \*, car il n'est pas possible de lui adapter un neutrodynage plaque.

La capacité variable de la self anodique est constituée par les deux condensateurs CV1 et CV2 en série, à *commande séparée*; la descente de la ligne monofilaire de transmission est reliée au point commun des deux condensateurs variables.

Il faudrait, en principe, que les capacités de CV1 et CV2 soient plusieurs fois supérieures à celle du condensateur unique normalement utilisé afin de conserver le même rapport self-capacité. Cependant les condensateurs peuvent sans inconvénient être d'un modèle ordinaire. Par exemple, pour la gamme 40 mètres, 100  $\mu\mu\text{F}$  pour CV1 et 200  $\mu\mu\text{F}$  pour CV2. La self de L est augmentée en conséquence et peut même atteindre le double de sa valeur normale.

On peut ramener le montage E au montage C en faisant subir au circuit différentes transformations représentées *figure 275*.

Le montage C1 découle de C par substitution, au circuit anodique accordé, de l'adaptateur d'antenne qui réalise en même temps l'accord et la charge anodique de la lampe amplificatrice. L'alimentation haute tension est faite en parallèle par l'intermédiaire d'une self d'arrêt haute fréquence. C étant nécessaire pour isoler l'antenne de la haute tension.

Dans le montage C2, l'alimentation est faite au contraire en série par la self L : le condensateur C est encore nécessaire. L'antenne est branchée entre le point a et la terre en b.

C'est l'inverse dans le montage E. L'antenne est prise en b, la haute tension en a sans l'intermédiaire de self d'arrêt H.F. puisque ce point est relié à la terre, au point de vue H.F., à travers un condensateur (à remarquer que ce condensateur est parcouru par le courant H.F. émis en ligne).

Le montage E présente l'inconvénient d'avoir un condensateur CV1 n'ayant aucune armature à la masse pour la H.F. : il doit donc être manœuvré à l'aide d'un prolongateur d'axe isolant. Ce n'est pas le cas pour les autres montages qui se règlent comme le montage initial C.

Le réglage du montage E s'effectue en mettant CV2 à environ moitié course et en accordant CV1 pour réaliser la résonance observée au milliampèremètre anodique. La capacité de CV2 est ensuite variée dans un sens ou dans l'autre, en rétablissant chaque fois l'accord anodique par CV1 jusqu'à obtenir, pour le débit anodique permis, le maximum de courant haute fréquence dans l'antenne.

Si le réglage optimum n'est obtenu que pour le minimum ou le maximum de capacité de CV2, c'est une indication que le feeder résonnant n'est pas adapté et n'agit pas comme une charge purement résistante : diminuer sa longueur dans le premier cas, l'augmenter dans le second.

\* Ou, à la rigueur, une triodé neutrodynée grille.



Ce couplage de sortie donne en pratique d'excellents résultats. Il est simple à régler, élimine sensiblement les harmoniques et s'adapte aisément à une antenne qui, avec les montages ordinaires A ou B, aurait un faible rendement. Son utilisation est très avantageuse dans les installations portatives de faibles

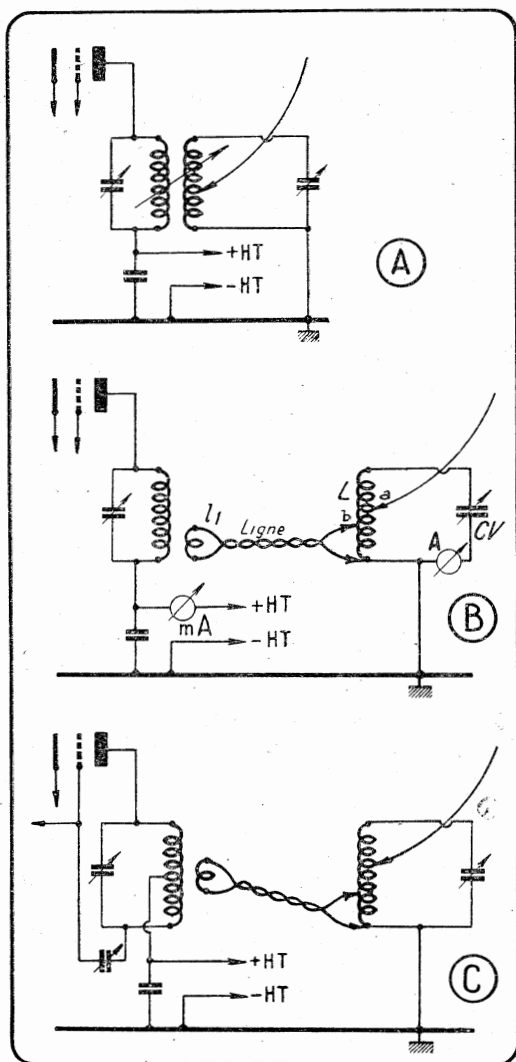


FIGURE 276. —  
Différentes métho-  
des de couplage  
inductif, d'un étage  
final monotube à  
une antenne à des-  
cente monofilaire.

puissance : à peine plus compliqué qu'un couplage direct (un seul réglage supplémentaire), il possède cependant les qualités de souplesse des adaptateurs normaux.

**93. Couplage par induction d'un amplificateur monolampe à une antenne à descente monofilaire (figure 276).** — Ce mode de couplage est moins pratique à mettre en œuvre que celui par capacité. La descente d'antenne est reliée à une prise sur la self d'un circuit accordé auxiliaire couplé à la self anodique de l'étage monolampe (A). Le couplage entre les deux bobines ne doit pas être trop serré car l'ensemble se comporte à la façon d'un transformateur à enroulements accordés (courbe de transmission à deux bosses pour un couplage supérieur au couplage critique).

Le couplage inductif par l'intermédiaire d'une ligne (B ou C) est préférable au précédent. La self auxiliaire de couplage H est montée comme une self de couplage entre étages. Le circuit accordé L-CV peut se trouver assez éloigné de l'amplificateur : il faut de toutes façons qu'il n'existe aucun couplage direct avec le circuit accordé anodique. La ligne de transmission à basse impédance est constituée en fils torsadés.

La prise *a* sur L est déterminée, comme nous l'avons vu précédemment, suivant l'impédance caractéristique de la descente d'antenne. Son branchement ne doit provoquer aucun dérèglement de l'accord. Mais s'il s'en produit, il est facile de le rattraper par CV. Le montage agit donc à la façon d'un adaptateur d'antenne pour corriger le défaut d'adaptation de la descente.

Déterminer le circuit accordé auxiliaire pour qu'il possède une assez grande capacité d'accord afin d'obtenir l'élimination des harmoniques. L'accord de CV est réalisé pour obtenir la résonance du circuit (maximum au thermique A inséré comme l'indique la figure).

Le réglage de la charge de l'amplificateur s'obtient en déplaçant la prise *b* sur L, jusqu'à obtenir le débit admissible au milliampèremètre anodique mA.

En pratique, on utilisera le couplage par induction lorsque l'on ne craint pas la complication d'un circuit accordé auxiliaire, ou si la disposition de l'antenne exige que l'attaque de la descente s'effectue en un endroit éloigné de l'émetteur. Il est commode aussi de l'utiliser avec une descente d'antenne à câble coaxial, le conducteur extérieur se trouvant relié à la terre.

**94. Couplage par capacité d'un amplificateur monolampe à une antenne à descente bifilaire (figure 277).** — Dans le cas d'une antenne à ligne de transmission, le montage A est le plus simple, mais il exige que le circuit accordé anodique de l'amplificateur soit à prise médiane. A remarquer que même si aucune prise n'est normalement réalisée sur la self anodique (absence de neutrodynage, par exemple), il n'y a aucun inconvénient à en prévoir une, à condition de déterminer en conséquence les caractéristiques du circuit accordé.

Les prises *a* et *b* théoriquement symétriques par rapport à P sont réglées sur charge fictive. Les condensateurs C, traversés par le courant émis en ligne sont nécessaires pour l'isolement de l'antenne vis-à-vis de la haute tension.

Le montage B est identique dans le cas d'une antenne à descente en fils torsadés.

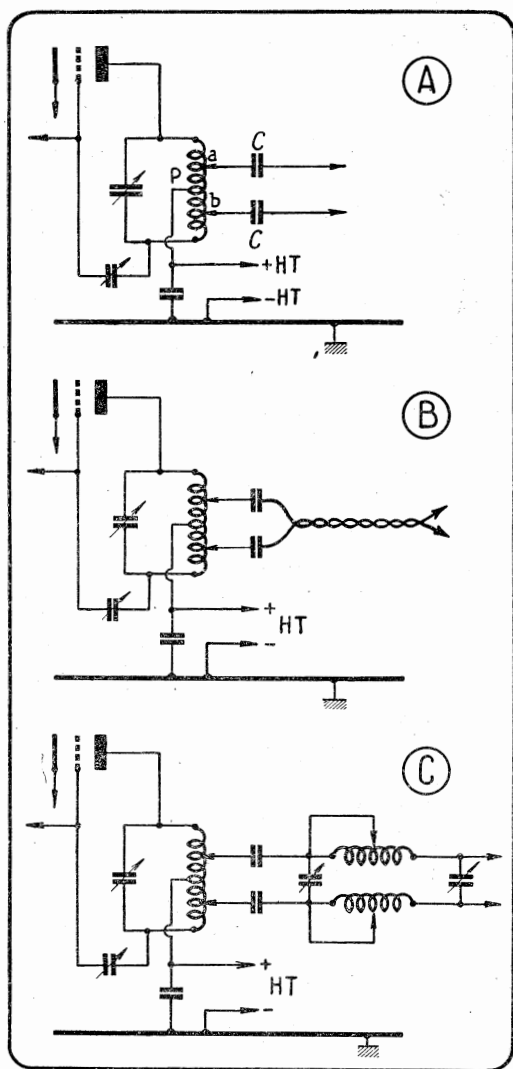


FIGURE 277. — Différentes méthodes de couplage capacitif d'un étage final monotube à une antenne à descente bifilaire.

Un filtre Collins symétrique peut être monté aisément dans la descente d'antenne (C), que celle-ci soit à haute ou faible impédance (figure 278).

**95. Couplage par induction d'un amplificateur monolampe à une antenne à descente bifilaire (figure 279).** — C'est le mode de couplage le plus ancien : il est employé avec les antennes accordées à feeders résonnants. Le nombre de spires de la self de couplage  $l$  est déterminée pour réaliser la résonance des feeders ; le couplage est varié par modification de la proximité des bobines.

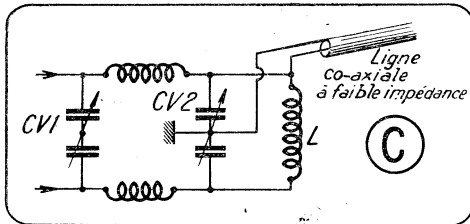


FIGURE 278. — Utilisation d'un filtre Colpitts avec descente d'antenne à faible impédance.

$L$  est la self qu'il faut adjoindre au montage initial : elle doit pouvoir supporter de 5 à 10 fois le courant normal d'antenne.

CV2, accordé pour réaliser avec  $L$  la résonance, est réglé de la même façon que dans le montage ordinaire.

On constate pratiquement que le transfert d'énergie est maximum, lorsque la self  $l$  est couplée en bout, du côté plaque de la self du circuit accordé anodique. C'est qu'alors, s'ajoute au couplage inductif un couplage par capacité entre les spires des deux enroulements en regard. Ce couplage par capacité favorise la transmission des harmoniques : il doit être évité. Il faut monter de préférence, la self de couplage, côté masse de la bobine anodique.

Le montage est identique si l'antenne comporte une descente en ligne de transmission non résonnante (A ou B). Il peut être employé également avec une descente en câble coaxial. Malheureusement son seul avantage est celui de la simplicité car il ne permet pas une mise au point aussi méthodique ni un réglage aussi précis qu'avec les autres montages.

Les montages C, D et E assurent, dans le cas d'une antenne à descente accordée, la résonance exacte des feeders. Ils peuvent être simplifiés par la suppression des selfs du couplage et de la ligne à fils torsadés. Mais il est préférable de conserver pour la mise au point le couplage par ligne qui rend indépendants les réglages de l'émetteur d'une part, de l'antenne d'autre part.

La mise au point doit, en effet, toujours être faite pour un couplage très lâche entre l'émetteur et l'antenne, afin de bien apprécier la résonance du système d'antenne. Le couplage est ensuite augmenté par la self de ligne jusqu'à l'obtention de la puissance disponible à la sortie de l'émetteur.

**96. Couplage d'un amplificateur push-pull à une antenne à descente monofilaire ou bifilaire.** — Les montages ne diffèrent guère de ceux déjà examinés. Les seuls possibles avec une antenne à descente monofilaire exigent un circuit accordé auxiliaire (figure 280), car le branchement direct de la charge sur

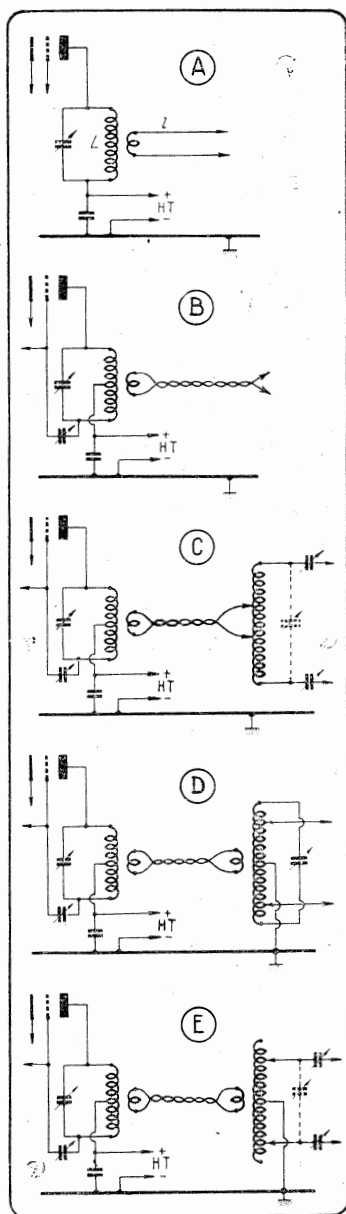


FIGURE 279. — Différentes méthodes de couplage inductif d'un étage final monolampe à une antenne à descente bifilaire.

le circuit anodique risquerait de provoquer une dissymétrie de fonctionnement des lampes, très difficile, sinon impossible à compenser.

Un couplage inductif, réalisé suivant la *fig. 280 bis*, chargerait inégalement les lampes du push-pull, même si les deux

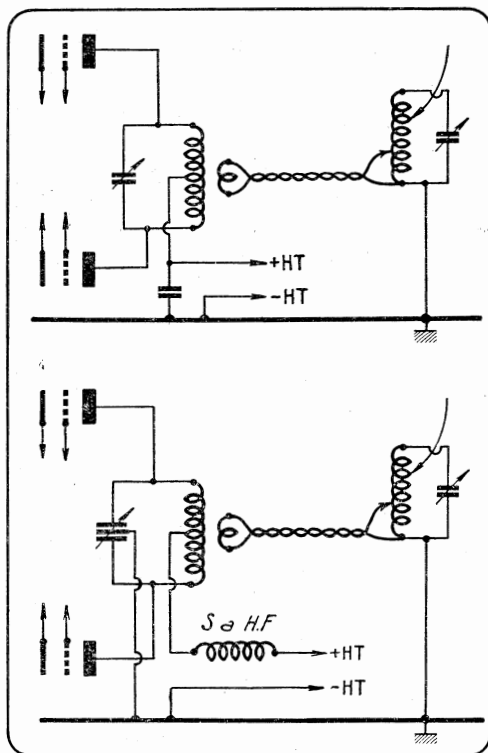


FIGURE 280. — Méthodes de couplage d'un étage final push-pull à une antenne monofilaire.

bobines de couplage  $l_1$  et  $l_2$  étaient identiques et disposées symétriquement par rapport à  $L$ . Le couplage par capacité, du fait

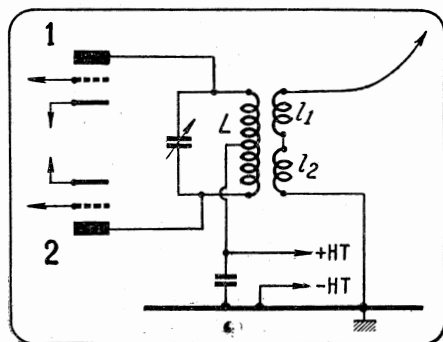


FIGURE 280 bis. — Avec ce couplage inductif, un déséquilibre de fonctionnement entre les lampes 1 et 2 risque d'apparaître sur ondes courtes.

de la proximité des enroulements, est impossible à éviter, principalement en ondes courtes : il serait inégal pour chaque

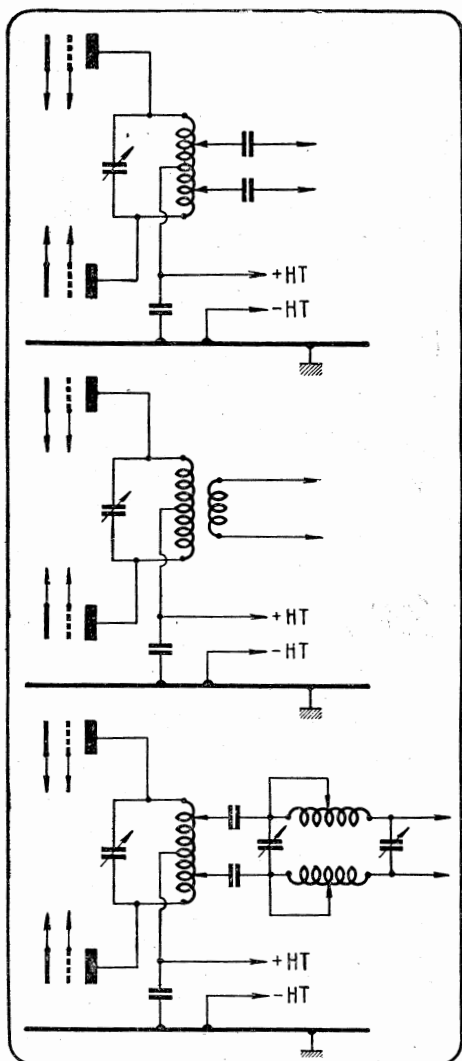


FIGURE 281. — Différentes méthodes de couplage d'un étage final push-pull à une antenne à descente bifilaire.

branche et devrait être compensé par une disposition et une valeur différentes des selfs de couplage, ou le déplacement de la prise médiane sur la self anodique, qu'il faudrait rechercher à chaque nouveau réglage, durant la mise au point.

Le cas de l'alimentation d'une antenne à descente bifilaire (*figure 281*), est au contraire plus favorable avec un push-pull qu'avec un montage monolampe. La symétrie d'attaque est mieux conservée. Nous n'avons figuré que les couplages les plus simples, par capacité, self ou avec filtre Collins, mais toutes les variantes déjà mentionnées peuvent être utilisées.

\*\*

EN RÉSUMÉ, si l'on classe d'après le type d'antenne, les différents modes possibles de couplage, on obtient le tableau ci-dessous dans lequel sont rangés les montages dans l'ordre où ils doivent être conseillés pour leurs avantages, soit de montage, soit de mise au point.

Antenne à descente monofilaire non résonnante :	<i>Figure 273 C</i> <i>Figure 273 E</i> <i>Figure 273 D</i> <i>Figure 276 B ou C</i> <i>Figure 273 A ou B</i> <i>Figure 276 A</i>
Antenne à descente bifilaire non résonnante	<i>Figure 277 C ou 278</i> <i>Figure 279 D</i> <i>Figure 279 A ou B</i> <i>Figure 277 A ou B</i>
Antenne à descente bifilaire résonnante :	<i>Figure 277 C</i> <i>Figure 279 C</i> <i>Figure 279 E</i> <i>Figure 279 A</i>

## V. — Les adaptateurs d'antenne

Nous examinons ces circuits à part, dans l'étude de l'étage final plutôt qu'à propos des antennes, car ils se trouvent montés dans l'émetteur ou à proximité immédiate de celui-ci. Ils sont destinés à produire l'adaptation des impédances entre la sortie de l'émetteur et la charge d'utilisation, en l'occurrence l'antenne.

Le rôle d'un adaptateur est de permettre l'accouplement optimum de deux circuits d'impédances différentes. Il est donc semblable à celui d'un montage quelconque de couplage de sortie, dans le cas où la charge peut être considérée comme une impédance réduite à une résistance purement ohmique. Mais l'adaptateur permet au surplus, lorsque l'impédance d'utilisation est réactive \*, de « faire voir » cette charge par la lampe comme une résistance pure.

\* C'est-à-dire présente une composante réactive de self ou de capacité et peut être considérée à la façon d'une self ou d'une capacité adjointe à une résistance.



C'est le cas notamment lorsque la ligne de transmission est mal adaptée au brin rayonnant et qu'elle est le siège d'ondes stationnaires, ou lorsque les feeders résonnants ne sont pas des multiples entiers d'un quart de longueur d'onde : l'impédance de la descente est réactive. Elle exige l'adjonction d'une self ou d'une capacité pour rétablir la résonance, réglage que l'on réalise à l'aide de l'adaptateur.

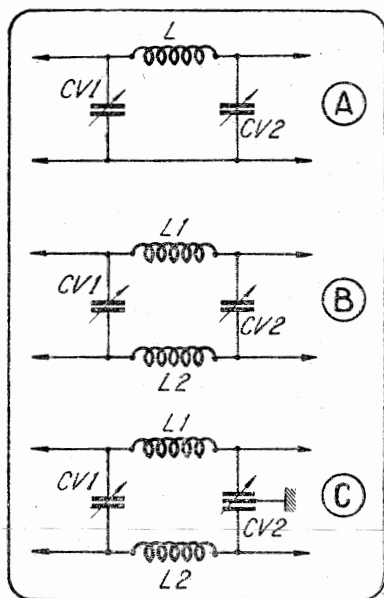


FIGURE 282. — L'adaptateur d'antenne Collins est en réalité une cellule de filtre passe-bas en  $\pi$ , réalisée d'après l'un des montages A, B ou C suivant la commodité d'utilisation.

**97. Le filtre Collins.** — L'adaptateur le plus fréquemment utilisé, étudié pour la première fois en mai 1931, est connu maintenant sous le nom de *filtre Collins* ou filtre en  $\pi$ . C'est en effet une cellule de filtre passe bas \* de constitution analogue à celle des filtres d'alimentation en courant redressé (figure 282). L'entrée de l'adaptateur (côté émetteur) se trouve aux bornes de CV1, la self L est en série et la sortie (côté antenne) aux bornes de CV2.

Un exemple de montage émetteur de petite puissance avec filtre Collins utilisé comme circuit oscillant de sortie est donné figure 283.

L'adaptateur Collins se règle de façon identique qu'il soit utilisé avec antenne à descente mono ou bifilaire, ligne de transmission ou feeder résonnant (figures 283 et 284). Nous indiquerons en détail le réglage dans le cas d'une descente d'antenne monofilaire (figure 284).

\* L'étude et le calcul théorique de ce montage sont faites dans l'article de Everitt sur les Filtres de sortie pour amplificateurs de puissances, *Proc. I.R.E.* May 1931).

1) Débrancher d'abord la prise M, c'est-à-dire faire fonctionner l'amplificateur sans charge anodique. Régler de la façon habituelle CV à la résonance que l'on observe par le minimum du courant anodique au milliampèremètre mA. Ne plus toucher ensuite au réglage de CV. Arrêter le fonctionnement de l'amplificateur.

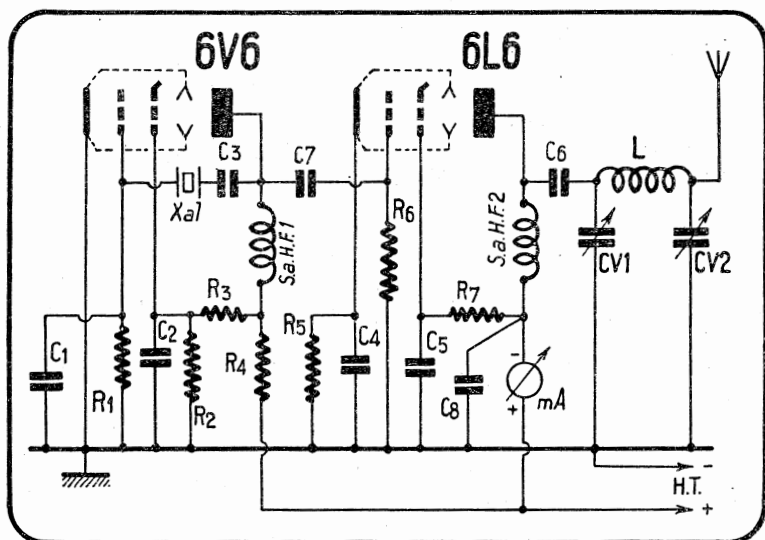


FIGURE 283. — Schéma d'un émetteur simple utilisant un adaptateur d'antenne comme circuit oscillant de sortie.

Valeur des éléments :

R1 : 50.000 ohms (2 watts).  
 R2 : 100.000 ohms (2 watts).  
 R3 : 50.000 ohms (2 watts).  
 R4 : 15.000 ohms (2 watts).  
 R5 : 350 ohms (1 watt).  
 R6 : 25.000 ohms (1 watt).  
 R7 : 15.000 ohms (2 watts).

C1 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C2 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C3 : 2.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C4 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C5 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C6 : 1.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C7 : 100  $\mu\mu\text{F}$  (mica).  
 C8 : 10.000  $\mu\mu\text{F}$  (mica).

CV1 : 250  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).  
 CV2 : 250  $\mu\mu\text{F}$  (variable à air).

1.a.H.F. : Self d'arrêt haute fréquence (25 mH).

Xal : quartz 80 m. pour fonctionnement sur 80 et 40 mètres. Quartz 40 m. pour 40 et 20 mètres.

L : Bobinage à spires jointives en fil de 10/10 émaillé sur mandrin de 35 mm de diamètre.

Gamme 80 mètres : 32 spires. — Gamme 40 mètres : 14 spires.  
 — Gamme 20 mètres : 8 spires.

mA : milliampèremètre à cadre 0-100 mA (courant normal avec 6L6 : 80 mA).

H.T. : 400 volts, 120 mA avec 6L6 ; 100 mA avec 6V6 sur l'ampli final.

NOTA. — En utilisant sur l'amplificateur final une lampe 6V6 en place d'une 6L6, le fonctionnement est identique mais la puissance moindre (environ 25 watts au lieu de 30).

2) Choisir la self  $L$  suivant la fréquence d'émission. On peut utiliser pour couvrir la gamme 1.750 à 14.000 kc/s, une seule bobine ( $L = 20 \mu\text{H}$ ) constituée par exemple de 30 spires de fil 20/10 ayant 65 mm. de diamètre enroulées pour occuper une longueur de 14 cm.; des prises sont faites sur la self de façon à n'utiliser que 15 spires pour 3,5 mc/s, 8 spires pour 7 mc/s, 5 spires pour 14 mc/s.

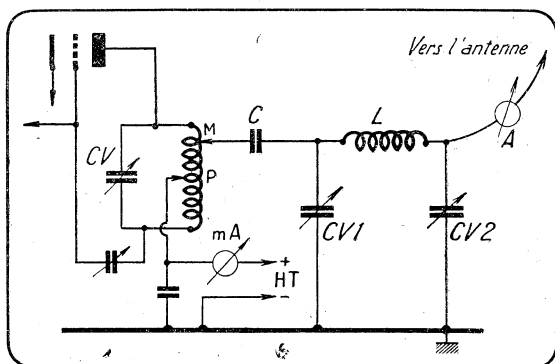


FIGURE 284. — Montage du filtre Collins dans le cas d'une descente monofilaire d'antenne. Le condensateur  $C$  est nécessaire afin que l'antenne ne se trouve pas sous la haute tension anodique.

$L = 20 \mu\text{H}$  à prises.

$CV1 = CV2 = 300 \mu\text{F}$  maximum.

3) Régler  $CV2$  environ à mi-valeur et brancher la prise  $M$  sur la bobine  $L$  à environ le quart du nombre de spires entre l'extrémité plaque et le point  $P$  à la masse pour la haute fréquence et à partir de celui-ci.

4) Remettre l'amplificateur en service, si possible sous haute tension réduite par mesure de sécurité. Régler *rapidement*  $CV1$  à la valeur pour laquelle on constate un minimum de courant anodique à  $mA$  et arrêter l'amplificateur.

5) Le réglage au minimum ainsi obtenu peut correspondre à une valeur soit supérieure, soit inférieure au débit anodique admissible.

a) C'est afin d'éviter tout ennui dans la première alternative que le réglage 4° doit être effectué rapidement. Dans ce cas, il faut augmenter la capacité  $CV2$  et recommencer le réglage 4°, c'est-à-dire, pour chacune des valeurs de  $CV2$  augmentée progressivement, rétablir la résonance avec  $CV1$ ;

b) Si le minimum est inférieur au débit admissible, le couplage, contrairement au cas précédent, est trop faible. Il faut diminuer la capacité  $CV2$  et pour chaque nouveau réglage de  $CV2$  rétablir la résonance avec  $CV1$ .

Dans aucun cas, il ne faut retoucher le réglage de  $CV$  réalisé une fois pour toutes comme il est dit au 1°.

6) Si l'on ne peut obtenir une valeur satisfaisante du minimum en opérant comme en 5°, il y a lieu de déplacer la prise  $M$  sur la self anodique.

a) Si le courant anodique demeure toujours trop élevé, rapprocher la prise M vers le point P. (On peut aussi augmenter la capacité de CV2 pour obtenir le même résultat).

b) Si le courant anodique demeure toujours trop faible, même avec CV2 réglé au minimum de capacité, rapprocher la prise M vers l'extrémité plaque de la bobine anodique.

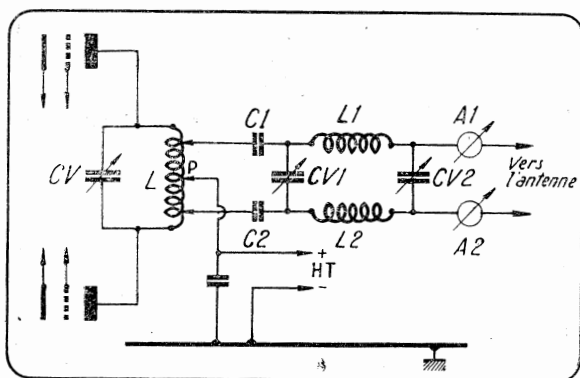


FIGURE 285. — Montage du filtre Collins dans le cas d'une descente bifilaire d'antenne.

L'application des remarques ci-dessous permet un mode de réglage plus simple.

3a) Au lieu de régler CV2 à mi-course comme au 3°, le régler au maximum de capacité et procéder ensuite ainsi :

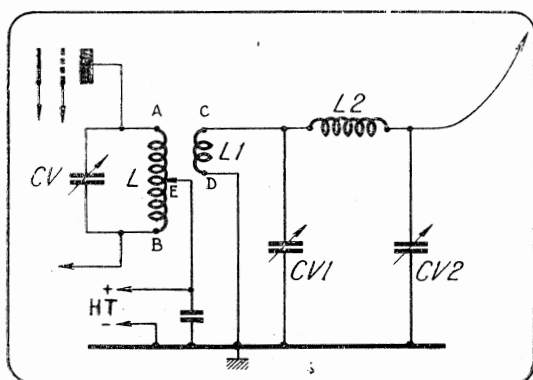


FIGURE 286. — Le filtre Collins peut également être couplé par induction à l'amplificateur H.F. de sortie.

4a) Résonance par CV1 correspondant à un minimum de courant anodique, minimum qui doit normalement être inférieur au débit admissible pour l'amplificateur.

5a) Diminution progressive de la capacité CV2 avec réglage correspondant de CV1 pour rétablir la résonance jusqu'à obtenir un minimum de valeur absolue plus élevée, qui correspond justement au débit anodique admissible pour l'amplificateur.

6a) A chaque minimum ainsi obtenu, on peut observer le thermique d'antenne qui doit normalement indiquer un courant d'antenne croissant dont le maximum doit être obtenu

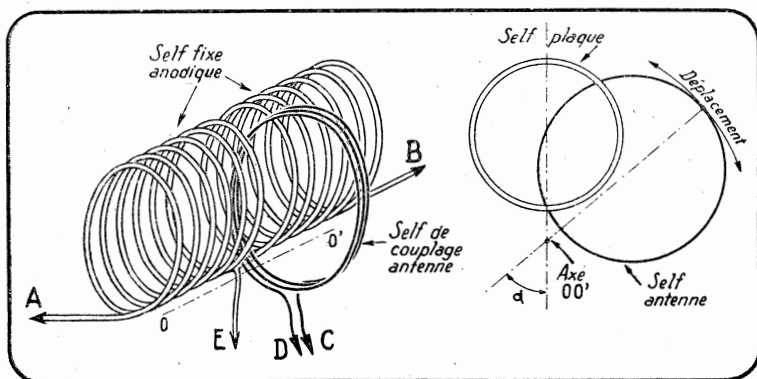


FIGURE 287. — La self de couplage L1 du montage de la FIGURE 286 peut être réalisée sous forme d'une bobine de quelques spires pivotant autour d'un axe 00' et s'engageant au milieu de la self anodique entre les spires de celle-ci.

Nota. — Les repères A, B, C, correspondent à ceux de la FIGURE 286.

pour le réglage définitif, sinon au voisinage immédiat de celui-ci. S'il en était autrement, il faudrait déplacer la prise M, dans un sens ou dans l'autre et recommencer dans chaque cas toutes les opérations précédentes, bien qu'en réalité on ne doive pas attacher une trop grande importance à la valeur du courant antenne. Il mesure en effet non seulement le courant émis sur l'onde fondamentale, mais également celui des harmoniques.

Si le filtre Collins est symétrique (figure 285), les réglages sont réalisés de la même façon sauf pour le déplacement des prises qui doivent demeurer également symétriques et se correspondre d'une part pour les bobines L1 et L2, d'autre part sur la self anodique.

98. Différents montages. — Au lieu d'un couplage par capacité à l'entrée du filtre Collins, on peut utiliser un couplage inductif (figure 286). La self de couplage L1 est similaire (quelques spires et au maximum, le quart du nombre de spires de L) à celle utilisée pour le couplage entre étages.

Ce montage présente l'inconvénient d'obliger à réaliser pratiquement le couplage variable entre L et L1 qui doit se trouver en regard du côté masse H.F. de L et permettre, pour la mise au point, un couplage variable avec L. Il se règle de la même façon que le montage normal, tout d'abord avec un couplage très lâche entre L et L1, puis en l'augmentant progres-

sivement sans atteindre cependant un couplage exagéré \*. Toutefois, CV2 étant réglé au maximum comme en 4a, c'est un maximum de courant anodique que l'on observe lorsque CV1 est accordé.

Pour chaque nouveau réglage de CV2 à une capacité plus faible, et en rétablissant la résonance par CV1, on obtient un maximum de plus en plus élevé, ainsi qu'une augmentation du courant antenne.

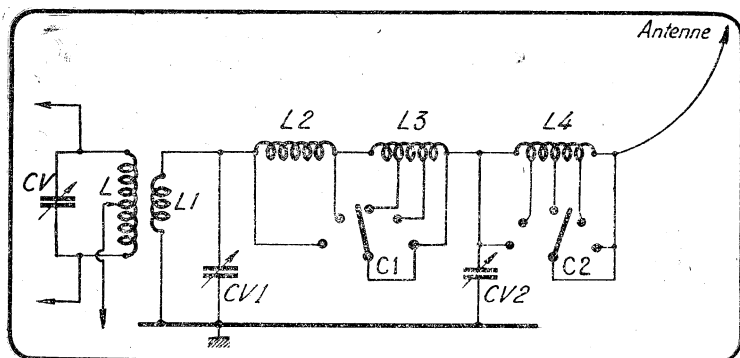


FIGURE 288. — Filtre Collins modifié pouvant s'adapter plus aisément à toutes les antennes et défavorisant davantage le transfert d'harmoniques.

- L1 : quelques spires, comme s'il s'agissait d'un couplage par self et ligne.
- L2 : 10 spires jointives 12/10 sous coton, sur mandrin de 2,5 cm de diamètre.
- L3 : 75 spires jointives 12/10 sous coton, sur mandrin de 7,5 cm de diamètre avec 4 ou 5 prises équidistantes.
- L4 : 30 spires jointives 12/10 sous coton, sur mandrin de 7,5 cm.
- CV1 : 500  $\mu\text{F}$  variable à air.
- CV2 : 200  $\mu\text{F}$  variable à air (espacement entre plaques doubles de CV1).

Nota. — Les trois bobines L2, L3 et L4 ne doivent présenter aucun couplage entre elles.

Si le maximum n'est pas égal au débit admissible, augmenter le couplage par rapprochement des selfs (de la même façon que l'on déplaçait précédemment la prise dans le couplage direct) et recommencer la série d'opérations. La mise au point définitive est réalisée en donnant à CV2 une valeur très légèrement supérieure à celle pour laquelle le courant anodique est maximum.

\* En supposant que L1 se déplace par translation (figure 287), l'angle  $x$  des diamètres des selfs autour de l'axe de pivotement ne doit jamais être inférieur à 45°.

L'avantage de ce montage est que le réglage de CV1 procure pour la résonance un maximum de courant anodique. On ne risque donc pas de surcharger la lampe en cours de mise au point, hors de la résonance de CV1 où le courant anodique demeure à une faible valeur. Dans le couplage par capacité, le courant est au contraire maximum en dehors de l'accord exact de CV1. C'est la raison pour laquelle CV1 devait être réglé très rapidement.

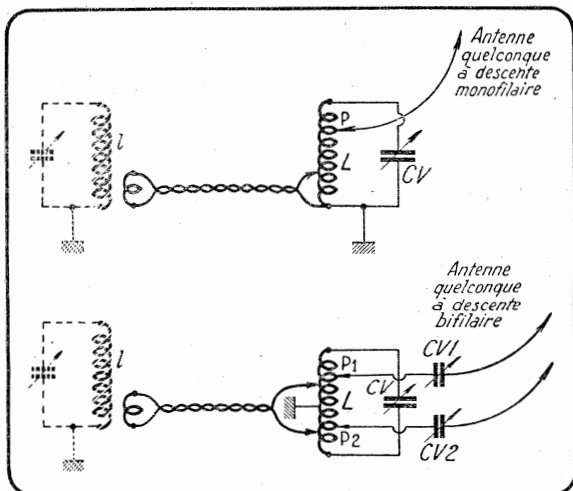


FIGURE 289. — Un circuit accordé auxiliaire peut être utilisé comme adaptateur d'antenne. Il est couplé par la self 1 et ligne à faible impédance au circuit de sortie d'amplificateur H.F. de puissance quelconque, figuré en pointillé dans le cas d'un étage monolampe.

Que l'un ou l'autre montage soit utilisé, des difficultés de mise au point peuvent apparaître dans certains cas, et notamment :

Lorsque la longueur des feeders résonnants de l'antenne est un multiple pair exact d'un quart de longueur d'onde, l'impédance d'attaque est très faible : elle exige que les condensateurs de sortie CV2 du filtre soient d'une capacité excessivement grande.

Si, au contraire, leur longueur est un multiple impair exact d'un quart de longueur d'onde, l'impédance est si grande qu'il est difficile de réaliser pratiquement une capacité CV2 assez faible.

On pourrait en augmentant considérablement le couplage et en choisissant des valeurs particulières de selfs et capacités, obtenir un réglage acceptable, si ce n'étaient les pertes exagérées qui seraient alors introduites. Il est préférable, comme on l'a proposé, d'employer dans ces cas, des variantes du filtre Collins désignées par « adaptateurs universels ».

ADAPTEURS UNIVERSELS. — Parmi ceux-ci, le montage représenté *figure 288* paraît le plus simple. Il dérive du filtre à couplage inductif et comporte une bobine additionnelle L4, réglable par prises, destinée à désaccorder simplement des feeders si l'on rencontre des difficultés de mise au point.

Dans le cas où il s'agit d'une antenne à descente double symétrique, les selfs L2, L3 et L4 sont montées symétriquement par moitiés identiques dans les branches du filtre.

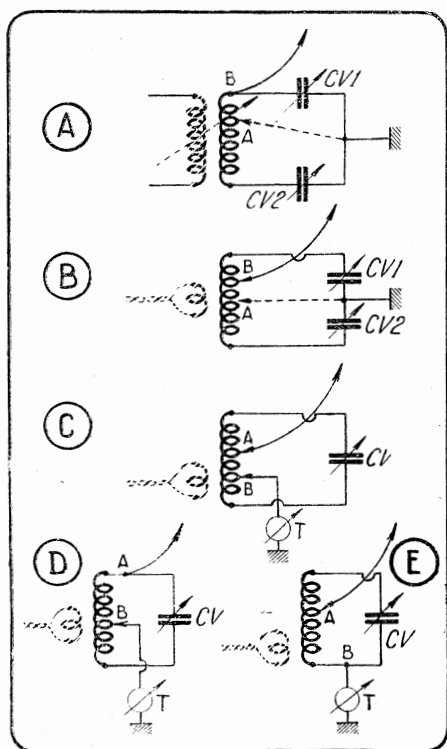


FIGURE 290. — Le filtre Collins représenté en A peut se simplifier par les transformations successives B, C, etc... qui donnent lieu à différents montages d'adaptateurs d'antenne dont le plus simple est représenté en E.

Un autre adaptateur d'antenne simple peut être constitué par un circuit oscillant auxiliaire relié par ligne au circuit anodique de l'amplificateur : un tel montage est intéressant pour réaliser l'attaque d'une antenne à double descente avec un amplificateur monolampe (*figure 289*).

On peut dire qu'il découle, par simplification, du filtre Collins (*figure 290*) : il donne lieu à diverses variantes.

Le montage A est le filtre Collins dont la self serait couplée directement par induction au circuit anodique de l'amplificateur.

Le montage B comporte deux condensateurs identiques CV1 et CV2. Tandis qu'avec le montage A, la dissymétrie des capacités équivalait au déplacement de la prise A (figurée en poin-



tillé) sur la self, il faut avec le montage B, déplacer la prise B pour réaliser le même couplage.

Dans le montage C, un seul condensateur subsiste : le couplage de l'antenne est réalisé entre les prises A et B de la self. Il importe que l'antenne à feeder unique ne fonctionne pas en

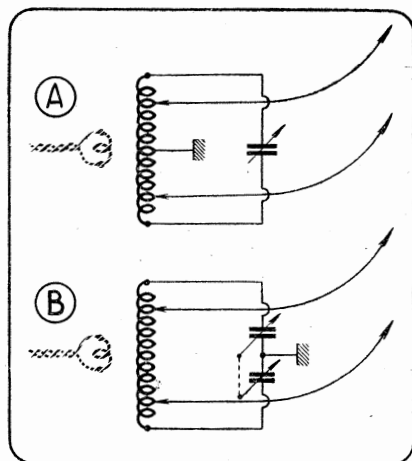


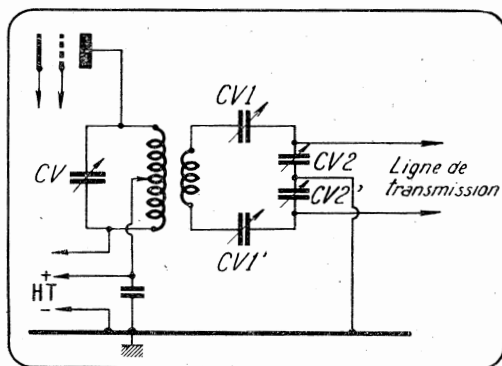
FIGURE 291. — Dans le cas d'une descente d'antenne bifilaire, des variantes au montage primitif de la FIGURE 290 peuvent également être utilisées.

antenne Marconi : en particulier, aucun courant H.F. ne doit traverser le thermique T et la ligne de transmission ne doit pas être le siège d'ondes stationnaires.

De même dans le montage D, la prise antenne est faite à l'extrémité de la bobine. La terre est reliée à une prise.

FIGURE 292. — Ce couplage à une antenne à ligne de transmission bifilaire se déduit de celui de la FIGURE 291 et se règle de la même façon avec en plus la détermination du couplage entre les deux selfs.

Nota. — Le couplage au circuit auxiliaire peut se faire par ligne (non reliée à la terre).



Dans le montage E, la terre est à l'extrémité, donc aussi réunie au rotor du condensateur variable qui peut être manœuvré sans dérèglement par approche de la main. L'antenne est reliée à une prise à déterminer sur la self.

Dans tous les cas, la bobine de couplage doit être montée vers la partie de la self auxiliaire reliée à la terre, afin d'éviter le plus possible un couplage parasite par capacité.

Si une antenne à descente bifilaire doit être utilisée, il est simple de transformer les dispositifs précédents en montages symétriques : les plus utilisés sont représentés *figure 291* et *292*.

## VI. — La suppression du rayonnement harmonique

C'est une question importante : l'émission faite sur une fréquence déterminée ne doit pas être rayonnée en *pure perte* par l'antenne sur les fréquences harmoniques où, au surplus, elle risque de provoquer des *brouillages*.

Le problème consiste donc à éviter la production des harmoniques dans l'émetteur ou tout au moins, si l'on ne peut les éliminer complètement, à éviter leur transfert à l'antenne et leur rayonnement.

**99. Suppression dans l'émetteur.** — Les harmoniques apparaissent dans le circuit final d'utilisation de l'émetteur soit qu'ils y soient amenés des premiers étages du montage, soit qu'ils soient produits dans l'amplificateur final lui-même.

Lorsqu'ils sont produits dans les premiers étages, ils parviennent au circuit grille de l'amplificateur final par le système de couplage et c'est par celui-ci qu'il faut chercher à les éliminer. Sous ce rapport le couplage d'entrée par ligne est le plus favorable. Si la ligne est mise en un point à la masse (*figure 293*) et si les couplages sont suffisamment lâches, très peu

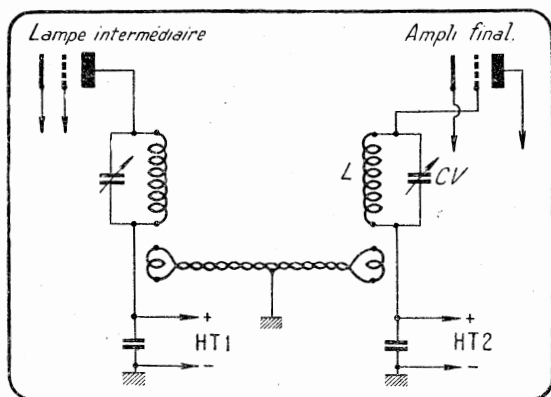


FIGURE 293. — Il est recommandé, afin de réduire au minimum le couplage par capacité de mettre à la masse l'un des conducteurs de la ligne de transmission entre étages.

d'harmoniques sont transmis au circuit grille de l'amplificateur final. On peut en outre, prévoir les caractéristiques du circuit accordé L-CV avec un facteur de surtension suffisant (grande capacité) afin d'augmenter encore la syntonie harmonique.

Le couplage par capacité à l'entrée de l'amplificateur final ne réalise pas un couplage sélectif : il ne joue aucun rôle propre pour la discrimination des harmoniques.

D'une manière générale, c'est le plus fréquemment dans un couplage par capacité, parasite ou non, qu'il faut rechercher l'origine d'un transfert d'harmoniques. On sait, en effet, que la réactance de capacité est d'autant plus faible, à capacité égale, que la fréquence est élevée. Une faible capacité parasite, introduite par exemple du fait de la proximité de deux bobinages, qui n'aura qu'une faible importance sur la fréquence fondamentale, présentera une impédance moitié pour l'harmonique 2.

Les parties en regard des bobinages couplés par induction doivent se trouver au même potentiel H.F. afin d'éliminer tout effet de capacité. C'est ce qui a été réalisé *figure 293* où les selfs de couplage, reliées à la masse, se trouvent couplées aux bobines des circuits oscillants, du côté où celles-ci se trouvent elles-mêmes à la masse pour la haute fréquence.

On remarque parfois qu'en modifiant un couplage existant pour empêcher l'effet de capacité parasite, l'intensité antenne diminue : en réalité l'intensité sur fondamentale demeure identique, mais l'intensité harmonique est réduite, signe d'une amélioration certaine.

L'étage final peut, lui aussi être à l'origine des harmoniques.

Un amplificateur push-pull avec lampes et circuits bien équilibrés élimine presque d'une façon absolue l'harmonique 2. Mais puisqu'il peut néanmoins subsister l'harmonique 3, il ne faut pas négliger le facteur de surtension du circuit anodique et choisir en conséquence les caractéristiques de la self et du condensateur.

Cette dernière considération est encore plus importante s'il s'agit d'un amplificateur final monolampe : la nécessité d'un facteur élevé de surtension est encore plus grande pour réduire à une valeur plus faible l'impédance du circuit accordé pour la fréquence des harmoniques.

**100. Suppression dans le système de couplage.** — Supposons donc qu'en appliquant les remarques précédentes, l'amplificateur final fournisse le minimum d'énergie harmonique, il faut maintenant éviter que cette énergie soit transmise au système rayonnant. On peut réduire « l'injection » de l'harmonique 2, le plus important car le plus intense, par différents procédés satisfaisants, s'ils sont convenablement utilisés.

L'emploi du filtre Collins est très souvent conseillé pour empêcher le transfert d'harmoniques à l'antenne, puisqu'il constitue un filtre passe-bas et doit donc atténuer les fréquences supérieures à celle pour laquelle il est accordé. En réalité le filtre Collins ne se comporte pas exactement de cette façon dans tous les cas. *Il ne réduit le transfert d'harmoniques que s'il est convenablement réglé, comme l'a prouvé l'expérience* \*.

\* Cf. l'article de R. W. Woodwars, QST February 1937, qui donne les résultats expérimentaux d'essais effectués sur un émetteur avec filtre Collins.

Le réglage de la capacité d'entrée (côté émetteur) doit en particulier être fait avec précision : l'accord exact ne correspond pas d'ordinaire rigoureusement au minimum de courant anodique, mais a lieu pour une capacité très légèrement inférieure. Le courant antenne peut aussi ne pas être maximum au réglage optimum car le thermique d'antenne indique non seulement le courant sur fondamentale, mais aussi l'intensité des harmoniques : c'est la raison pour laquelle il convient de ne pas attacher une importance excessive aux indications de l'appareil de mesure du courant d'antenne. Le réglage effectué dans l'exemple précité au maximum de courant antenne (capacité d'entrée plus grande ou plus faible) aurait correspondu à un pourcentage d'harmoniques important (figure 294).

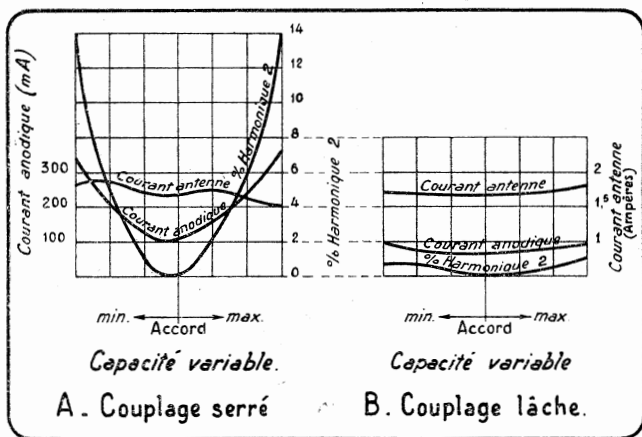


FIGURE 294. — Influence du couplage d'un filtre Collins sur le pourcentage rayonné d'harmonique 2 (d'après R. W. Woodward, QST, february 1937). La variation de capacité correspond au réglage du condensateur d'entrée du filtre (côté émetteur).

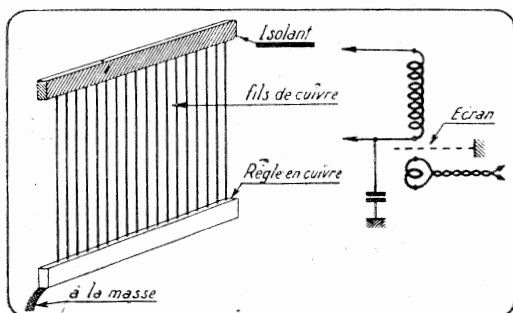
Le même résultat est constaté pour un dérèglement du circuit de sortie de l'amplificateur final, accordé hors de la résonance trouvée en l'absence de charge anodique. Cette constatation montre qu'il est toujours nécessaire de retoucher au réglage de l'adaptateur Collins si la fréquence d'émission est variée, même légèrement (emploi, par exemple de plusieurs cristaux de fréquence voisine).

Si, au lieu d'utiliser un couplage direct du filtre Collins par prise sur la self anodique avec interposition de capacité de séparation haute tension (figure 284), le couplage est réalisé par induction (figure 288), les réglages deviennent moins critiques. Le pourcentage d'harmoniques transmis à l'antenne demeure faible, même pour un désaccord du filtre Collins (figure 294 B, cas du couplage lâche).

La protection contre un couplage par capacité, dont nous avons déjà mentionné l'effet néfaste, peut être réalisée très efficacement à l'aide d'un blindage électrostatique disposé

entre les bobines (figure 295). Le blindage relié à la masse est obtenu sous une forme simple non par un grillage métallique dont chaque maille constituerait une spire d'absorption couplée au circuit accordé, mais à l'aide d'une sorte de « barrière » métallique dont aucun élément n'est en court-circuit.

FIGURE 295. — On peut éliminer d'une façon très efficace le couplage par capacité entre bobinages en interposant un écran électrostatique entre eux.



La barrette supérieure de la figure 295 doit obligatoirement être isolante pour éviter le court-circuit de chaque élément; le même principe doit être observé dans tout autre mode de réalisation.

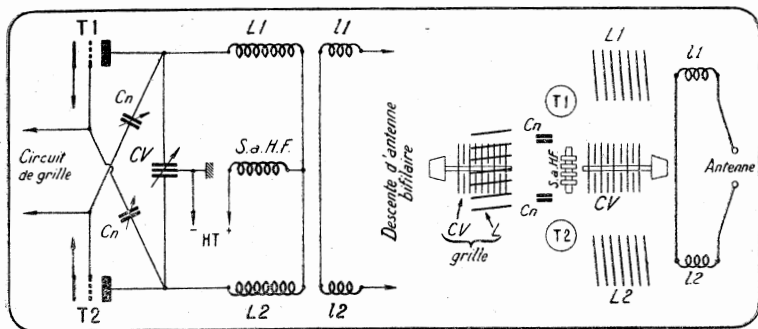


FIGURE 296. — Disposition de la self anodique d'un amplificateur push-pull pour permettre un couplage facile du côté « masse HF » des bobines L1 et L2. La self d'arrêt H.F. peut avantageusement être disposée verticalement entre les CV de grille et de plaque.

On peut avec un amplificateur push-pull adopter pratiquement la disposition schématisée par la figure 296 qui permet un montage simple mais correct des bobines L1 et L2, d'une part et L2, L2 d'autre part, avec un couplage variable.

L'élimination du transfert d'harmoniques à l'antenne peut également être réalisée par les montages d'adaptateurs d'antenne à circuit accordé auxiliaire couplé par ligne au circuit final de l'amplificateur (figures 289 à 291), à condition, bien entendu, de toujours conserver un couplage lâche et d'utiliser un circuit auxiliaire ayant un facteur de surtension suffi-

samment élevé ( $Q = 10$  à  $12$  au minimum pour le circuit chargé).

**101. Suppression dans l'antenne.** — Même si les harmoniques parviennent jusqu'à l'antenne, il est possible que celle-ci ne soit pas apte à les rayonner. C'est le cas d'une antenne à feeders accordés, qui doit être alimentée à la base en un nœud d'intensité. Lorsque la même antenne fonctionne sur l'harmonique 2, il se trouve au même point un nœud de tension. Si l'on peut supprimer tout couplage par capacité à la base des feeders, on réduit par cela même le rayonnement possible sur l'harmonique 2. Le montage d'un filtre Collins ou d'un circuit accordé auxiliaire est donc à conseiller avec une antenne à feeders résonnants.

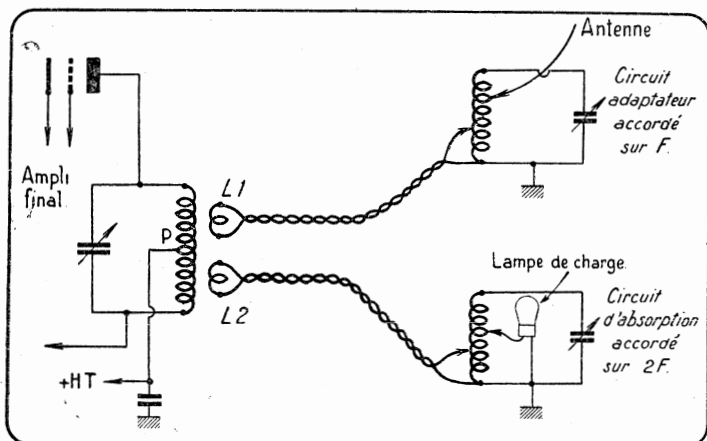


FIGURE 297. — Un circuit d'absorption accordé sur  $2F$  peut être utile pour atténuer le rayonnement sur harmoniques dans le cas où l'on utilise une antenne fonctionnant aussi bien sur fondamentale que sur harmoniques.

Les selfs de couplage  $L1$  et  $L2$  doivent se trouver en regard de la partie  $P$  de la bobine anodique afin d'éviter le plus possible un couplage par capacité.

Mais il existe des antennes pouvant aussi bien rayonner sur leur fréquence d'accord que sur harmoniques. Même en observant toutes les précautions précédentes, il peut être impossible d'empêcher le rayonnement sur harmoniques. Il ne reste qu'un seul moyen de l'atténuer : coupler par induction ou par ligne au circuit final de l'amplificateur un circuit d'absorption (ou plusieurs, un pour chaque fréquence harmonique) réglé sur la fréquence harmonique et chargé par une résistance non inductive ou une simple lampe d'éclairage (figure 297).

Il est évident qu'en utilisant une antenne ne pouvant normalement rayonner sur harmoniques, la suppression du rayonnement harmonique est, sinon réalisée de façon absolue, du moins rendue pratiquement négligeable et demeure généralement très en-dessous des limites imposées par la réglementation.

## VII. — Quelques défauts des amplificateurs haute fréquence de puissance

Le montage d'un amplificateur de puissance sur ondes courtes conduit fréquemment à des anomalies ou des difficultés de réglages (neutrodynamage incomplet, excitation excessive, faible rendement, etc...) qui apparaissent au moment de la mise au point. Elles sont dues à des défauts soit de réalisation (connexions trop longues disposition défectueuse des éléments, couplages parasites etc...) soit d'organes ou de circuits (selfs d'arrêt H.F. en particulier, découplage, etc...) qui provoquent généralement des oscillations parasites d'autant plus importantes et néfastes que la puissance mise en jeu est considérable.

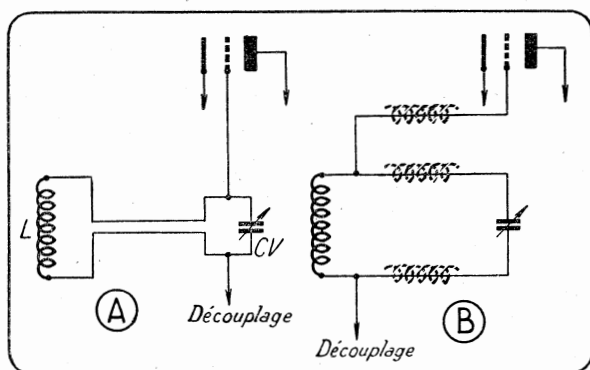


FIGURE 298. — Si la bobine et le condensateur d'un circuit accordé sont placés de telle sorte qu'il ne soit pas possible de les relier par des connexions courtes, les fils doivent être disposés de façon à présenter une capacité (A) plutôt qu'une self parasite (B : mauvais). De même pour la connexion reliant le circuit à la lampe.

On peut éviter la plupart de ces défauts en connaissant à l'avance certaines causes susceptibles de les provoquer. Mais il demeure néanmoins difficile, sinon impossible de les éliminer *a priori* tous complètement, avant même d'essayer le montage : c'est seulement lorsque l'amplificateur est en fonctionnement que l'on s'aperçoit de l'importance d'un détail négligé par les conséquences qu'il entraîne.

**102. Précautions de câblage.** — Il importe de réaliser les connexions entre la self et la capacité d'un circuit accordé de façon aussi courte que possible. Monter chaque fois qu'il se peut les bobines directement aux bornes du condensateur variable. Si, à cause d'une disposition adoptée dans le châssis, le condensateur se trouve assez loin de la bobine, lui relier celle-ci par deux conducteurs disposés à courte distance et parallèlement l'un à l'autre, au lieu de faire une grande boucle qui introduirait une self parasite (*figure 298*), plus néfaste qu'une capacité additionnelle. Dans tous les cas, placer le

condensateur variable près de la lampe. Autrement il peut être difficile d'exciter la lampe qui exige une puissance grille supérieure à la normale.

Les circuits de découplage ne doivent pas présenter une longueur excessive : vérifier le parcours du circuit tel qu'il existe en réalité pour le courant de haute fréquence, du circuit grille ou du circuit plaque jusqu'à la cathode et voir si son trajet est réellement direct : en pratique, il ne doit pas utiliser plus de quelques centimètres de *gros fil* à connexion 16 à 20/10 (*figure 299*).

Le retour des découplages à la cathode (ou au filament) doit se trouver le plus près possible de la lampe, au support même de celle-ci afin d'éviter tout couplage parasite qui pourrait se produire par les connexions mêmes de chauffage, communes sur une grande longueur aux circuits H.F. grille et plaque de la lampe.

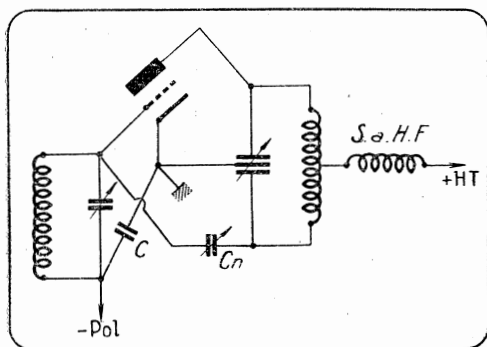


FIGURE 299. — Cette disposition schématique est celle qu'il faut s'efforcer de réaliser pratiquement car elle élimine les risques d'oscillations parasites.

Le circuit de neutrodyne doit lui aussi être très court et se trouver sensiblement symétrique à la lampe vis-à-vis du circuit accordé anodique. La symétrie est indispensable à respecter puisque le neutrodynage ne peut être parfait que si la tension directe et celle de neutrodyne sont égales non seulement en amplitude mais aussi exactement en opposition de phase. Cette dernière condition peut ne pas être satisfaite s'il existe un coefficient de self plus grand dans l'une des branches que dans l'autre, provenant de la longueur différente des connexions ou de l'éloignement de certains des éléments par rapport à la lampe.

Les connexions d'un montage push-pull doivent reproduire la symétrie du montage sans être trop longues et en évitant — ce qui est plus facile — les erreurs signalées ci-dessus dans les montages monolampes.

Se méfier en particulier de la dissymétrie pouvant résulter de la mise à la masse du rotor d'un condensateur variable dans un montage équilibré, tel que celui représenté *figure 300*. Relier l'axe du rotor à la masse (ou au circuit + H.T., suivant le cas) par un dispositif analogue à celui existant sur chaque section d'un condensateur variable de réception, c'est-à-dire par une

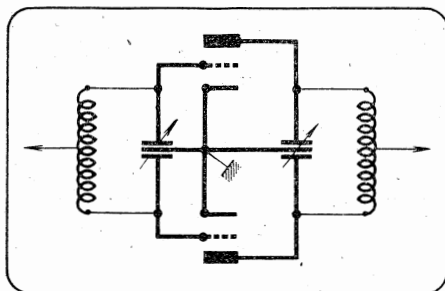


« fourchette » faisant contact par ressort sur l'axe entre les deux stators (figure 301).

Il peut arriver qu'en débranchant le rotor d'un condensateur équilibré, l'étage amplificateur fournisse une plus grande puissance de sortie, ce qui est provoqué par une réaction pouvant même entraîner l'apparition d'oscillations parasites. L'emploi d'un condensateur à simple section pour l'accord d'un circuit d'un étage push-pull peut également produire un effet nuisible semblable. Il faut l'éviter.

FIGURE 300. — Montage schématique d'un amplificateur push-pull. Les connexions figurées en gras doivent être aussi courtes que possible. Il vaut toujours mieux disposer près des lampes, les condensateurs variables que les bobinages.

Le neutrodynage n'est pas représenté mais il est facile d'imaginer les connexions courtes et directes entre grille et plaque des lampes opposées.



Lorsque deux étages sont couplés par ligne, il est intéressant de vérifier si un changement n'apparaît pas en inversant les fils d'une self de couplage. S'il en est ainsi, c'est qu'au couplage par ligne s'ajoute un couplage direct par induction ou capacité, renforçant ou atténuant celui réalisé par ligne et selfs de couplage, suivant le sens de branchement de ces dernières.

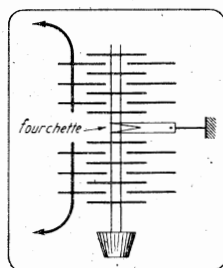


FIGURE 301. — La connexion du rotor d'un condensateur variable équilibré doit être prise sur l'axe entre les deux stators afin de conserver la symétrie du montage.

Ce défaut est déjà gênant s'il ne se produit qu'entre circuits de sortie et d'entrée de deux étages consécutifs à cause du transfert possible d'harmoniques. Mais il est absolument néfaste et doit être éliminé (déplacement, blindage des éléments à incriminer), s'il existe entre circuits grille et plaque d'un même amplificateur, car il provoque suivant le cas, réaction ou contre-réaction parasite.

**103. Les oscillations parasites.** — Des anomalies de fonctionnement plus graves encore peuvent être constatées dans un amplificateur, lorsque prennent naissance dans ces circuits des oscillations parasites.

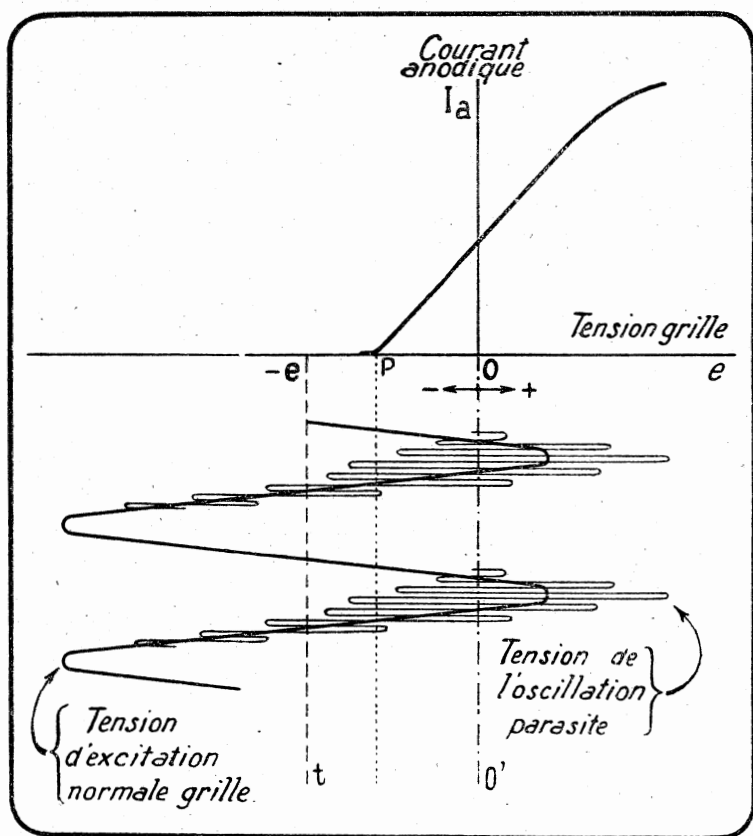


FIGURE 302. — Les oscillations parasites de très haute fréquence, superposées à l'excitation H.F. normale, n'apparaissent que dès que le courant anodique de la lampe circule, au moment où le fonctionnement passe dans la région positive, et s'éteignent progressivement au cours de chaque cycle du courant H.F. normal d'excitation.

On appelle ainsi des oscillations étrangères de nature différente de celle des oscillations normales pour lesquelles le circuit est prévu. Elles peuvent exister dans les amplificateurs haute ou basse fréquence.

Les oscillations parasites sont évidemment nuisibles au bon fonctionnement d'un amplificateur : elles peuvent être la cause du rayonnement d'ondes parasites intenses (qu'il ne faut pas confondre avec les harmoniques), de bandes de modulation étendues, de pertes de puissance et de rendement, d'instabilité de surcharge, de saturation, de défaut d'excitation, de

surtension élevée dans les circuits et même d'usure prématurée ou de détérioration plus ou moins rapide des lampes. Autant de troubles dont il ne faut pas rechercher la cause ailleurs que dans des oscillations parasites.

Malheureusement, on ne peut prévoir à coup sûr la naissance des oscillations parasites dans les montages, sans cela il serait facile de s'arranger pour les éviter systématiquement. Le plus souvent ces oscillations apparaissent même si toutes les précautions semblent avoir été prises pour les éliminer : on est obligé de leur faire la chasse au moment même de la mise au point de l'émetteur.

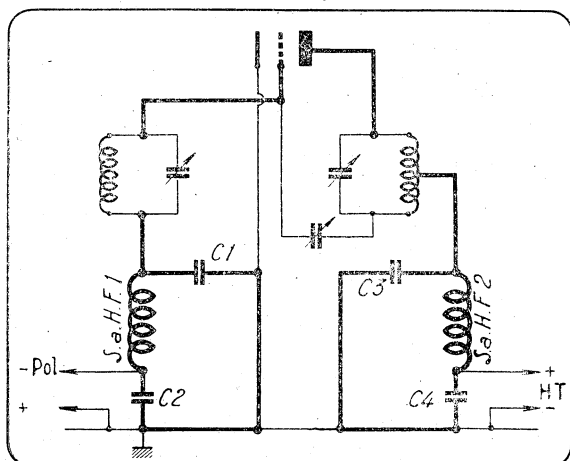


FIGURE 303. — Les circuits des selfs d'arrêt H.F. figurés en traits gras forment avec les condensateurs de découplage C1 pour S.a.H.F.1 et C3 pour S.a.H.F.2 et les condensateurs de filtrage (C2 et C4) des circuits accordés constituant avec la lampe un oscillateur à circuits grille et plaque accordés.

A vrai dire, il est plus difficile de les trouver que de les supprimer. Un procédé simpliste d'élimination consistait autrefois, sinon à changer tout simplement de montage, tout au moins à adopter des valeurs de fonctionnement bizarres qui réduisaient les effets des oscillations sans les supprimer à l'origine. Il est bien plus rationnel de les rechercher méthodiquement pour les éliminer. Les remarques suivantes doivent faciliter cette opération.

Les oscillations parasites résultent de la disposition de circuits résonnants série ou parallèle associés à la lampe de l'étage amplificateur et constituant un oscillateur. Le neutrodynage obtenu pour un fonctionnement normal n'est pas efficace pour ces oscillations.

Elles se produisent, tout comme des oscillations ordinaires, si certaines conditions particulières se trouvent réalisées. C'est la raison pour laquelle il arrive qu'avec un amplificateur

de la classe C soumis à une forte excitation et une grande polarisation, il soit difficile de mettre en évidence les oscillations parasites. Leur présence n'est prouvée que par un faible rendement anodique, impossible à améliorer malgré la qualité des circuits.

S'il y a doute que l'amplificateur oscille sur les fréquences indésirables, il est assez facile de s'en rendre compte en supprimant complètement l'excitation haute fréquence normale et en réduisant la polarisation de la lampe c'est-à-dire en la faisant fonctionner en classe A durant l'essai.

Les oscillations n'apparaissent qu'au moment où le courant anodique circule (*figure 302*) : elles étaient intermittentes et disparaissaient, en fonctionnement normal, lorsque la grille était polarisée très négativement. Seules des oscillations parasites vigoureuses de très haute fréquence peuvent subsister en permanence durant le cycle complet.

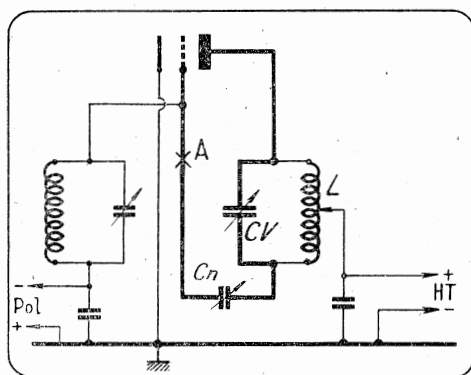


FIGURE 304. — Un montage monolampe neutrodyné peut ne comporter à la façon d'un oscillateur Colpitts pour produire des oscillations parasites.

La fréquence des oscillations parasites est, le plus souvent, très élevée et supérieure à celle sur laquelle fonctionne l'amplificateur. Elle peut toutefois, mais plus rarement, lui être inférieure. Il n'est pas rare que plusieurs oscillations parasites existent simultanément. La présence de l'une empêche quelquefois l'apparition d'une autre : elle ne se produit que si la première est déjà supprimée.

Une oscillation parasite de fréquence relativement basse résulte d'ordinaire de la présence de selfs d'arrêt H.F. entrant en résonance avec les capacités de découplage auxquelles elles sont associées (*figure 303*). Les probabilités d'oscillations parasites sont d'autant plus grandes que les deux selfs d'arrêt possèdent des caractéristiques semblables et que les condensateurs sont de capacité identique.

On les évite en choisissant des selfs d'arrêt et des capacités respectivement différentes ou même en remplaçant dans le circuit grille S.a.H.F.1 par une résistance bobinée (il faut tenir compte de sa valeur ohmique dans le calcul de la polarisation), en ajoutant en série dans un circuit une seconde self d'arrêt identique à la première, ou enfin, en adoptant pour

l'un des circuits une alimentation parallèle et pour l'autre une alimentation série.

Si les lampes sont montées en push-pull, le même défaut peut exister : les deux lampes fonctionnent en parallèle pour l'oscillation parasite. Le neutrodynage pour l'onde normale est, dans ce cas, très difficile. Les remèdes sont les mêmes.

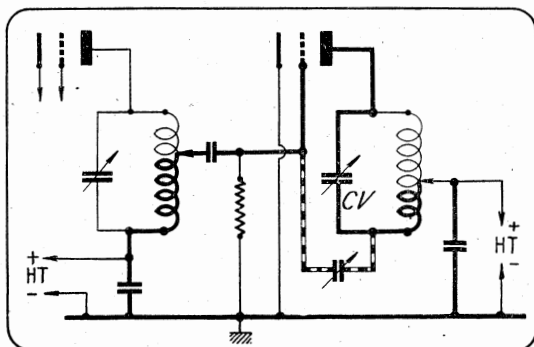


FIGURE 305. — Avec un couplage par capacité, l'étage amplificateur peut se comporter comme un oscillateur à circuits grille et plaque accordés (circuits résonnants série), engendrant des oscillations parasites).

Les oscillations parasites de fréquence élevée peuvent être mises en évidence par l'écoute sur récepteur placé au voisinage de l'émetteur ou par l'accord sur ondemètre couvrant une gamme étendue de fréquences. On les discrimine aisément des harmoniques par la fréquence et par le timbre d'audition : l'harmonique est généralement faible mais présente une note pure, l'oscillation parasite est brutale avec une note désagréable.

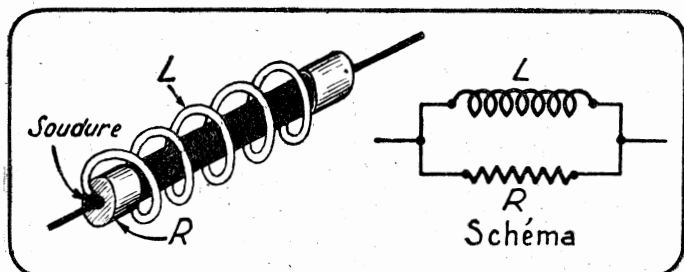


FIGURE 306. — Montage d'une petite self  $L$  shuntée par une résistance  $R$ , ensemble utilisé pour empêcher l'oscillation parasite sur fréquence très élevée.

Les oscillations parasites sur fréquence élevée résultent du montage qui se comporte comme un auto-oscillateur Colpitts (figure 304). On peut les éliminer par l'interposition d'une

petite self (connexion faisant quelques spires de 10 à 15 mm. de diamètre) au point A de la connexion grille vers le condensateur de neutrodyne.

Elles peuvent également provenir, avec un couplage par capacité, de la disposition schématisée figure 305. Le remède est alors le remplacement du condensateur variable simple par un condensateur double équilibré... ou l'adoption d'un mode de couplage différent.

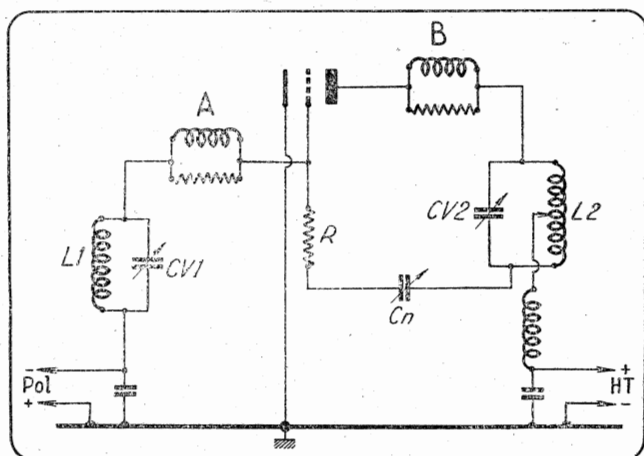


FIGURE 307. — Le montage de la self shuntée de la FIGURE 306 dans l'un des circuits A ou B est d'ordinaire suffisant pour éliminer les oscillations parasites de fréquence élevée.

A noter la présence de R (résistance non selfique de quelques ohms) dans le circuit de neutrodyne, qui peut être utile dans certains cas.

Un moyen excellent qui, d'ordinaire permet l'élimination facile d'oscillations parasites consiste à interposer, dans les circuits qui constituent l'oscillateur, une résistance au carbone montée en parallèle avec quelques spires (figure 306). Cet ensemble forme circuit absorbant pour les oscillations parasites qu'il amortit et dont il empêche ainsi l'apparition. Une résistance de 10 à 20 ohms suffit généralement : la monter le plus près possible du support de la lampe. D'ordinaire sa présence ne perturbe pas sensiblement le fonctionnement normal de l'amplificateur (figure 307).

Un tel dispositif est presque indispensable lorsque plusieurs lampes sont montées en parallèle. Le placer dans chacune des connexions grille et plaque reliant les lampes.

Dans tous les cas, suivre à l'ondemètre ou au récepteur l'effet de la modification apportée. On doit, du reste, en constater l'efficacité par l'amélioration du fonctionnement de l'amplificateur.

\*\*

La diversité des montages amplificateurs de haute fréquence, étant donné les lampes dont on dispose et des réalisations que l'on peut adopter tant pour le couplage d'entrée, le neutrodyne et le couplage de sortie, est tellement grande qu'il n'est pas possible de donner en quelques pages des descriptions générales d'ensembles émetteurs complets, même de faible puissance.

Des exemples de montages ont été donnés au cours de cet ouvrage. On en trouvera la liste dans le tableau des pages 374 à 377.

On ne doit du reste rencontrer aucune difficulté pour réaliser l'installation convenant à chaque cas particulier, en appliquant les principes précédents et en observant les caractéristiques de fonctionnement conseillées pour chaque lampe indiquées dans la liste des pages 378 à 383.

Il ne reste qu'à vérifier le fonctionnement général de l'installation lorsque tous les différents circuits ont été mis méthodiquement au point. C'est le rôle des essais en laboratoire à l'aide d'appareils de mesure et des essais expérimentaux d'abord sur antenne fictive, puis enfin sur antenne rayonnante, dans les conditions mêmes d'utilisation.

---

**LISTE DES SCHEMAS COMPLETS DE MONTAGE AVEC LES LAMPES UTILISEES**

Page	Fig.	Xal	V.F.O.		Etage tampon	Etages doubleurs	Etage tripleur	Etage quadru- pleur	Etage final	Observations
			E.C.O.	Divers						
50	16	—	6SK7	—	—	—	—	—	—	V.F.O. avec détermination des C. V.
58	24	—	—	—	—	—	—	813	—	P.A. avec couplage d'antenne par capacité
85	42	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR 9 w. : 2 × 6V6
86	43	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR 13 w. : 2 × 6L6
87	44	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR 6 w. : 2 × 6F6
90	47	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR 60 w. : 2 × 6L6
96	51	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR 100 w. : 2 × 811
117	63	—	—	—	—	—	—	—	—	MODULATEUR COMPL. : 2 × 6F6
137	76	—	—	6J5	6AC7	—	—	—	—	Stabilisation par VR-150
138	77	—	—	6C4	6AG5	—	—	—	—	—
152	97	—	6AG7	—	—	—	—	—	—	Stabilisation par VR-150
155	100	—	6SJ7	—	—	—	—	—	—	Montage du BC-221
156	101	—	6SJ7	—	6AG7	—	—	—	—	V.F.O. 70E-8A Collins
160	105	—	—	6J6	—	—	—	—	—	Oscillateur à couplage catho- dique.
160	106	—	—	6J5	—	—	—	—	—	Oscillateur Clapp.
162	107	—	6L6G	—	—	—	—	—	—	Avec plan de câblage
164	109	—	EL3	—	—	—	—	—	—	— d° —
165	110	—	4654	—	—	—	—	—	—	— d° —
167	112	—	6K7	—	6J7	—	—	—	—	—
169	114	(6V6)	6SK7	—	6V6	—	—	—	—	La 6V6 peut être en C.O.



Page	Fig.	Xa1	V.F.O.		Etage tampon	Etages doubleurs	Etage tripleur	Etage quadru- pleur	Etage final	Observations
			E.C.O.	Divers						
172	116	(6V6)	6SJ7	—	6AC7	—	—	6V6	La 6V6 peut être en C.O.	
195	131	6BJ6	—	—	—	—	6BJ6	—	Tubes superminiatures	
202	138	6C4	—	—	—	—	—	—	Stabilisation par VR-150	
205	140	6V6	—	—	—	—	—	—	—	
205	141	6L6	—	—	—	—	—	—	Avec plan de câblage	
207	143	EL3	—	—	—	—	—	—	Avec plan de câblage	
208	144	7C5	—	—	—	—	—	—	—	
213	149	59	—	—	—	—	—	—	Tri-Tet	
216	150	6L6	—	—	—	—	—	—	Tri-Tet avec plan de câblage	
218	153	EL3	—	—	—	—	—	—	— d° —	
218	154	6L6	—	—	—	—	—	—	—	
219	155	6C4	—	—	—	6AQ5	—	—	Les-Tet	
220	156	6L6	—	—	—	—	—	—	Montage à réaction	
222	158	6F6	—	—	—	—	—	—	— d° —	
223	159	6V6	—	—	—	—	—	—	— d° —	
224	160	6L6	—	—	—	(6L6)	—	—	— d° —	
225	161	6BA6	—	—	—	—	—	—	— d° —	
225	162	6V6	—	—	—	(6V6)	—	—	— d° —	
226	163	802	—	—	—	—	—	—	Montage Reinartz	
228	164	813	—	—	—	—	—	—	Montage Reinartz	
229	166	6C5	—	—	—	—	—	—	Montage Pierce	
230	167	6L6	—	—	—	—	—	—	— d° —	
230	167	6F6	—	—	—	—	—	—	— d° —	
231	169	6J6	—	—	—	(6J6)	—	—	— d° —	

**LISTE DES SCHEMAS COMPLETS DE MONTAGE AVEC LES LAMPES UTILISEES (Suite)**

Page	Fig.	Xal	V.F.O.		Etage tampon	Etages doubleurs	Etage tripleur	Etage quadru- pleur	Etage final	Observations
			E.C.O.	Divers						
231	170	6C4	—	—	—	—	—	—	—	Montage Pierce
232	172	6C5	—	—	—	—	—	—	—	Montage Pierce modifié
233	173	6L6	—	—	—	(807)	—	807	—	Manipulation par la cathode
234	174	6AG7	—	—	—	—	—	807	—	—
235	175	6A6	—	—	—	—	—	—	—	C.O. push-pull
236	176	1J6G	—	—	—	—	—	—	—	— d° —
239	177	6C5	—	—	—	—	—	6L6	—	Montage Pierce
246	182	6V6	—	—	—	6V6	—	—	—	— d° —
247	183	837	—	—	—	837	—	(837)	—	Oscillateur doubleur
247	183	4654	—	—	—	4654	—	(4654)	—	— d° —
249	185	—	—	—	—	EL2	—	—	—	—
249	186	—	—	—	—	6L6	—	—	—	—
250	187	—	—	—	—	6AQ5	—	—	—	—
251	188	—	—	—	—	807	—	—	—	—
252	189	—	—	—	—	6AK5 + 6AK6 + 6AG7	—	—	—	3 doubleurs en cascade
258	197	6L6	—	—	—	809	—	—	—	Avec plan de câblage
258	198	—	—	—	—	6L6	—	—	—	Montage à réaction
261	202	—	OS12/600	—	—	2×OS12/600	—	—	—	Doubleur push-push
261	202	—	4654	—	—	2×4654	—	—	—	— d° —
263	203	—	—	—	—	—	6AK6	—	—	—
264	204	6SN7	—	—	—	—	6SN7	—	—	—
265	205	—	—	—	—	—	6AG7	6AG7	—	—

Page	Fig.	Xa1	V.F.O.		Etage tampon	Etages doubleurs	Etage tripleur	Etage quadru- pleur	Etage final	Observations
			E.C.O.	Divers						
265	205	—	—	—	—	—	829B	—	—	
266	206	—	—	—	—	—	—	59	—	
266	207	—	—	—	—	—	—	6L6	Montage à réaction	
267	208	—	—	—	—	—	—	EL3	— d° —	
268	209	—	—	—	6AK5	—	—	—	—	
269	210	—	—	—	6AK5	—	—	—	6C4	
270	211	—	—	—	6AK5	—	—	—	A puissance réglable	
270	212	6SN7	—	—	6AC7	—	—	—	Montage limiteur	
273	215	76	—	—	—	—	—	4654	Exciteur bilampe	
276	217	76	—	—	6V6	(6V6)	—	—	4654	
280	220	6L6	ou	V.F.O.	(4654)	(4654)	—	—	4654	Exciteur trilampe
283	222	6A6	ou	V.F.O.	(6A6)	(6A6)	—	—	6L6	Exciteur Jones
285	224	6A6	ou	V.F.O.	(6A6)	(6A6)	—	—	2 × 6L6	Exciteur Bi-push
288	226	6L6	ou	V.F.O.	—	(6L6)	—	—	6L6	Exciteur toutes gammes
292	227	6L6	ou	V.F.O.	(6L6)	6L6 + 6L6	—	—	6L6	— d° —
306	237	EL6	—	—	—	—	—	—	2 × 4654	—
302	233	—	—	—	—	—	—	—	807	P.A. avec caractéristiques de fonctionnement
308	239	—	—	—	6V6	—	—	—	—	Etage cathode follower
309	240	—	—	—	1/2 6SN7	1/2 6SN7	—	—	807	Séparateur, doubleur, P.A.
334	269	—	—	—	—	—	—	—	2 × 24G	Push-pull inversé. Grille à la masse.
352	283	6V6	—	—	—	—	—	—	6L6	Oscillateur Pierce. P.A. avec adaptateur

# 1. — TABLEAU DES CARACTÉRISTIQUES DES

Puis- sance dissi- pable max.	TYPE	Bro- chage	Chauffage		Capacités internes			Courant anodique maximum		Courant grille max.
			Tension	Intensité	C <sub>ge</sub>	C <sub>ga</sub>	C <sub>ac</sub>	E <sub>max.</sub>	I <sub>max.</sub>	
			Volts	Ampères	pF	pF	pF	Volts	mA	
1.5	<b>RK 24</b>	4 D	2.0	0.12	3.5	5.5	3.0	180	20	6.0
1.5	<b>6 J 6</b>	7 BF	6.3	0.45	2.2	1.6	0.4	300	30	16
2.0	<b>3 A 5</b>	7 BC	1.4/2.8	0.22/0.11	0.9	3.2	1.0	150	30	5.0
2.0	<b>HY 24</b>	4 D	2.0	0.13	2.7	5.4	2.3	180	20	4.5
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
2.75	<b>12 AU 7</b>	9 A	6.3	0.3	1.5	1.5	0.5	350	12	3.5
5.0	<b>6 C 4</b>	6 BG	6.3	0.15	1.8	1.6	1.3	350	25	0.0
5.5	<b>6 N 7</b>	8 B	6.3	0.8	—	—	—	350	30	5.0
6.5	<b>2 C 40</b>	spécial	6.3	0.75	2.1	1.3	0.05	500	25	—
6	<b>3 T 20</b>	europ.	7.5	1.25	—	—	—	500	60	18
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
10	<b>RK 34</b>	T 7 DC	6.3	0.8	3.4	2.4	0.5	300	80	20
10	<b>TC 04/10</b>	europ.	4	1.1	—	—	3	600	—	—
15	<b>10 Y</b>	4 D	7.5	1.25	4.1	7.0	3	450	65	15
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
15	<b>RK 59</b>	T 4 D	6.3	1.0	5.0	9.0	1.0	500	90	25
—	<b>TE 05/10</b>	europ.	6.3	0.8	—	—	3.8	—	—	—
20	<b>310</b>	4 D	7.5	1.25	4.0	7.0	7.2	600	70	15
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
17	<b>RL 12 T 15</b>	europ.	12.6	0.75	—	—	—	400	80	—
20	<b>T 20</b>	3 G	7.5	1.75	4.9	5.1	0.7	750	85	25
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
20	<b>TZ 20</b>	3 G	7.5	1.75	5.3	5.0	0.6	750	85	30
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	<b>24 G</b>	2 D	6.3	3.0	1.7	1.5	0.3	2000	75	25
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	<b>RK 12</b>	3 G	6.3	3.0	7.0	7.0	0.9	750	105	40
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
25	<b>HK 24</b>	3 G	6.3	3.0	2.5	1.7	0.4	2000	75	30
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
30	<b>809</b>	3 G	6.3	2.5	5.7	6.7	0.9	1000	125	—
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
35	<b>800</b>	2 D	7.5	3.25	2.75	2.5	2.75	1250	80	25
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	<b>RK 31</b>	3 G	7.5	3.0	7.0	1.0	2.0	1250	100	35
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

NOTA. — Pour les triodes de réception utilisées

# TRIODES D'ÉMISSION DE PETITE PUISSANCE

UTILISATION	Fré- quence limite	Courant anodique normal		Courant grille normal		Puis- sance excit- ation P exc.	Puis- sance de sortie P sortie	OBSERVATIONS	TYPE
		E	I <sub>m</sub>	e	i				
	Mc/s	Volts	mA	Volts	mA	Watts	Watts		
Osc. Ampli C	125	180	16.5	— 45	6.0	0.5	2.0	—	<b>RK 24</b>
Ampli C Tg	250	159	30	— 10	16	0.35	3.5	En push-pull	<b>6 J 6</b>
Osc. Ampli C	40	150	30	— 35	5.0	0.2	2.2	—	<b>3 A 5</b>
Ampli C Tg	60	180	20	— 45	4.5	0.2	2.7	—	<b>HY 24</b>
Ampli C Tp	—	180	20	— 45	4.5	0.3	2.5	—	<b>HY 24</b>
Osc. Ampli C	54	250	24	— 100	7	—	6.0	—	<b>12 AU 7</b>
Osc. Ampli C	54	300	25	— 27	7.0	0.35	5.5	—	<b>6 C 4</b>
Osc. Ampli C	10	350	60	— 100	10	—	14.5	En push-pull	<b>6 N 7</b>
Osc. Ampli C	500	250	20	— 5	0.3	—	0.075	—	<b>2 C 40</b>
Ampli C Tg	—	400	55	— 150	15	4.0	—	Mazda	<b>3 T 20</b>
Ampli C Tp	—	500	45	— 60	—	2.2	—	Mazda	<b>3 T 20</b>
Osc. Ampli C	250	300	80	— 36	20	1.8	16	2 C 34	<b>RK 34</b>
Osc. Ampli C	150	500	25	—	—	—	—	Philips	<b>TC 04/10</b>
Ampli C Tg	8	450	65	— 100	15	3.2	19	—	<b>10 Y</b>
Ampli C Tp	8	350	50	— 100	12	2.2	12	—	<b>10 Y</b>
Psc. Ampli C	—	500	90	— 60	14	1.3	32	En push-pull	<b>RK 59</b>
Osc. Ampli C	—	500	80	— 75	—	—	12	Philips	<b>TE 05/10</b>
Ampli C Tg	6	600	65	— 150	15	4.0	25	—	<b>310</b>
Ampli C Tp	—	500	55	— 190	15	4.5	18	—	<b>310</b>
Oscillateur	500	400	70	— 25	—	—	15	Telefunken	<b>RL 12 T 15</b>
Ampli C Tg	60	750	85	— 85	18	3.6	44	—	<b>T 20</b>
Ampli C Tg	—	750	70	— 140	15	3.6	38	—	<b>T 20</b>
Ampli C Tg	60	750	85	— 40	28	3.75	44	—	<b>TZ 20</b>
Ampli C Tp	—	750	70	— 100	23	4.8	38	—	<b>TZ 20</b>
Osc. Ampli C	60	2000	63	— 170	17	4.5	100	—	<b>24 G</b>
Osc. Ampli C	—	1500	67	— 110	15	3.1	75	—	<b>24 G</b>
Osc. Ampli C	—	1000	72	— 80	15	2.6	47	—	<b>24 G</b>
Ampli C Tg	60	750	105	— 100	35	5.2	55	—	<b>RK 12</b>
Ampli C Tp	—	600	85	— 100	27	3.8	38	—	<b>RK 12</b>
Ampli C Tg	60	2000	56	— 140	18	4.0	70	—	<b>HK 24</b>
Ampli C Tp	—	1500	50	— 145	25	5.5	60	—	<b>HK 24</b>
Ampli C Tg	60	1000	100	— 75	25	3.8	75	—	<b>809</b>
Ampli C Tp	—	750	100	— 60	32	4.3	55	—	<b>809</b>
Ampli C Tg	60	1250	70	— 175	15	4.0	65	—	<b>800</b>
Ampli C Tp	—	1000	70	— 200	15	4.0	50	—	<b>800</b>
Ampli C Tg	30	1250	100	— 80	30	3.0	90	—	<b>RK 31</b>
Ampli C Tp	—	1000	100	— 80	28	3.5	70	—	<b>RK 31</b>

à l'émission, se reporter au tableau de la page 123.

# 1. (suite) — TABLEAU DES CARACTÉRISTIQUES

Puis- sance dissi- pable max.	TYPE	Bro- chage	Chauffage		Capacités internes			Courant anodique maximum		Courant grille max.
			Tension	Intensité	C <sub>gc</sub>	C <sub>ga</sub>	C <sub>ac</sub>	E <sub>max.</sub>	I <sub>max.</sub>	
			Volts	Ampères	pF	pF	pF	Volts	mA	
40	<b>T 40</b>	3 G	7.5	2.5	4.5	4.8	0.8	1500	150	40
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
40	<b>TZ 40</b>	3 G	7.5	2.5	4.8	5.0	0.8	1500	150	45
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
—	<b>TC 05/25</b>	europ.	4	1.1	—	—	6.6	600	—	—
45	<b>LS 30</b>	europ.	12.6	0.28	—	—	2.0	700	—	—
50	<b>35 T</b>	3 G	5.0	4.0	4.1	1.8	0.3	2000	150	50
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
50	<b>RK 35</b>	2 D	7.5	4.0	3.5	2.7	0.4	1500	125	20
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
50	<b>HK 54</b>	2 D	5.0	5.0	1.9	1.9	0.2	3000	150	30
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
50	<b>HK 154</b>	2 D	5.0	6.5	4.3	5.9	1.1	1500	175	30
50	<b>834</b>	2 D	7.5	3.1	2.2	2.6	0.6	1250	100	20
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
55	<b>T 55</b>	3 G	7.5	3.0	5.0	3.9	1.2	1500	150	40
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
55	<b>811</b>	3 G	6.3	4.0	5.5	5.5	0.6	1500	150	30
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
55	<b>812</b>	3 G	6.3	4.0	5.3	5.3	0.8	1500	150	35
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—

NOTA. — Pour les triodes de réception utilisées

# DES TRIODES D'ÉMISSION DE PETITE PUISSANCE

UTILISATION	Fré- quence limite	Courant anodique normal		Courant grille normal		Puis- sance exci- tation P exc.	Puis- sance de sortie P sortie	OBSERVATIONS	TYPE
		E	$I_m$	- e	i				
	Mc/s	Volts	mA	Volts	mA	Watts	Watts		
Ampli C Tg	60	1500	150	-140	28	9.0	158	—	T 40
Ampli C Tp	—	1250	115	-115	20	5.25	104	—	T 40
Ampli C Tg	60	1500	150	-90	38	10	165	—	TZ 40
Ampli C Tp	—	1250	125	-100	30	7.5	116	—	TZ 40
Ampli C	14	600	100	—	—	—	40	Philips	TC 05/25
Ampli C	20	700	130	-55	15	—	92	Telefunken	LS 30
Ampli C Tg	100	2000	125	-135	45	13	200	—	35 T
Ampli C Tp	—	1500	100	-120	30	5.0	120	—	35 T
Ampli C Tg	60	1500	115	-250	15	5.0	120	—	RK 35
Ampli C Tp	—	1250	100	-250	14	4.6	93	—	RK 35
Ampli C Tg	100	3000	100	-290	25	10	250	—	HK 54
Ampli C Tp	—	2500	100	-250	20	8.0	210	—	HK 54
Ampli C Mod. gr.	60	1500	52	-450	—	5.0	28	—	HK 154
Ampli C Tg	100	1250	90	-225	15	4.5	75	—	834
Ampli C Tp	—	1000	90	-310	17.5	6.5	58	—	824
Ampli C Tg	60	1500	150	-170	18	6.0	170	—	T 55
Ampli C Tp	—	1500	125	-195	15	5.0	145	—	T 55
Ampli C Tg	60	1500	150	-113	35	8.0	170	—	811
Ampli C Tp	—	1250	125	-125	50	11	120	—	811
Ampli C Tg	60	1500	150	-175	25	6.5	170	—	812
Ampli C Tp	—	1250	125	-125	25	6.0	120	—	812

à l'émission, se reporter au tableau de la page 123.





# DES TÉTRODES ET PENTODES D'ÉMISSION PUISSANCE

Fréquence limite	Courant anodique normal		Courant écran normal		Tension sup-pressor	Courant grille normal		Résistance série d'écran	Puissance excitation P <sub>exc</sub>	Puissance de sortie P <sub>sortie</sub>	OBSERVATIONS	TYPE
	E	I <sub>m</sub>	U	I		- e	i					
Mc/s	volts	mA	volts	mA	volts	volts	mA	ohms	watts	watts		
—	300	25	—	—	—	—	—	—	—	3	Pentode Philips	PC 03/3 A
10	150	18.3	135	6.5	0	26	0.13	2.300	—	1.2	—	3 A 4
54	375	15	250	4.0	—	100	3.0	—	—	4	—	6 AK 6
—	—	60	—	—	—	—	—	—	—	7.5	Tétrade Philips	QQE04/20
20	500	50	—	—	—	—	—	—	—	10	Pentode Philips	PE 04/10
—	500	36	250	7.0	—	80	1.5	—	0.16	12	Pentode S.F.R.	P 6
20	400	62	300	12	—	40	1.6	—	0.1	12.5	—	1610
60	500	40	200	—	—	—	15	—	2.1	15	Pentode Philips	PE 05/15
—	500	40	150	—	—	—	—	—	—	15	Pentode Philips	PC 05/15
54	350	47	250	7.0	—	100	5.0	—	—	11	—	6 AR 5
10	350	47	250	7.0	—	100	5.0	—	—	11	—	6 V 6
60	400	62	300	12	—	40	1.6	—	—	12.5	—	RK 56
—	250	50	200	10	—	40	1.6	2.800	0.28	8.5	—	RK 56
10	375	30	250	9.0	—	75	5.0	—	—	7.5	—	6 AG 7
—	500	55	200	38	45	90	4.0	—	0.5	22	—	RK 25
—	400	43	150	30	0	90	4.6	8.300	0.8	13.5	—	RK 25
—	500	31	200	39	45	90	4.0	—	0.5	0.6	—	RK 25
45	350	50	200	10	—	35	3.5	20.000	0.22	9.0	—	1613
—	275	42	200	10	—	35	2.8	10.000	0.16	6.0	—	1613
10	400	50	275	11	—	100	5.0	—	—	14	—	6 F 6
—	275	42	200	10	—	35	2.8	—	1.16	6.0	—	6 F 6
—	1000	120	300	10	—	80	2.0	—	0.5	85	Pentode Telefunken	LS 50
—	800	120	250	15	—	130	5.0	—	0.8	70	—	LS 50
—	1000	60	300	3	—	105	—	—	0.5	21	—	LS 50
—	1000	60	250	20	160	80	4.0	—	0.6	21	—	LS 50
300	400	90	400	12	—	100	—	—	—	25	Pentode Telefunken	LS 52
30	600	55	250	16	40	120	2.4	22.000	0.30	23	—	802
—	500	40	245	15	40	40	1.5	16.300	0.10	12	—	802
—	600	30	250	24	45	100	5.0	14.500	0.6	6.3	—	802
125	400	90	195	12	—	50	3.0	40.500	0.21	27	—	2 E 24
—	500	54	180	8.0	—	45	2.5	40.000	0.16	18	—	2 E 24
125	600	66	185	10	—	45	3.0	41.500	0.17	27	—	2 E 26
—	500	54	180	9.0	—	50	2.5	35.500	0.15	18	—	2 E 26
125	450	75	250	15	—	45	3.0	—	0.4	24	—	2 E 25
—	400	60	200	12	—	45	3.0	—	0.4	16	—	2 E 25
200	500	72	200	14	—	65	2.6	21.000	0.18	26	—	832
—	425	52	200	16	—	60	2.4	14.000	0.15	16	—	832
200	750	48	200	15	—	65	2.8	36.500	0.19	26	—	832 A
—	600	36	200	16	—	65	2.6	25.000	0.16	17	—	832 A



# DES TÉTRODES ET PENTODES D'ÉMISSION PUISSANCE

Fréquence limite	Courant anodique normal		Courant écran normal		Tension suppresor	Courant grille normal		Résistance série d'écran	Puissance excitation P <sub>exc</sub>	Puissance de sortie P <sub>sortie</sub>	OBSERVATIONS	TYPE	
	E	I <sub>m</sub>	U	I		e	i						
Mc/s	volts	mA	volts	mA	volts	volts	mA	ohms	watts	watts			
45	400	75	300	10.5	—	—	55	5.0	9.500	0.36	19.5	Pentode Telefunken	1619
—	325	62	285	7.5	—	—	50	2.8	5.000	0.18	13	—	1619
80	400	75	250	15	—	—	60	5.0	—	0.5	32	—	5516
—	475	63	250	10	—	—	90	4.0	22.500	0.5	22	—	5516
20	1000	40	250	—	—	—	—	—	—	—	35	Pentode Philips	PC 1/50
200	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	35	Pentode S.F..R	P 40
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	30	—	P 40
—	360	77	130	9.0	—	—	55	7.0	—	0.76	14.8	Philips (ou EL 39)	4654
—	360	43	200	4.8	—	—	115	1.5	—	0.11	6.0	—	4654
—	360	48	195	4.8	—	—	90	1.8	—	0.2	5.3	—	4654
—	520	160	180	29	—	—	135	11.0	—	1.25	59	Pour les 2 tubes	4654
10	400	100	300	12	—	—	125	5.0	—	—	28	—	6 L 6
—	325	65	250	—	—	—	70	9.0	—	0.8	11	—	6 L 6
30	400	95	250	8.0	—	—	50	3.0	—	0.2	25	—	T 21
—	350	65	200	17	—	—	45	5.0	—	0.35	14	—	T 21
—	400	95	250	8.0	—	—	50	3.0	—	0.2	25	—	RK 49
—	300	60	200	15	—	—	45	5.0	6.700	0.34	12	—	RK 49
80	450	100	250	8	—	—	45	2.0	12.500	0.15	3	—	1614
—	375	93	250	7.0	—	—	50	2.0	10.000	0.15	24.5	—	1614
30	600	93	300	10	—	—	90	3.0	—	0.38	36	—	RK 39
—	475	85	250	9.0	—	—	50	2.5	25.000	0.2	26	—	RK 39
60	600	85	250	9.0	—	—	50	4.0	39.000	0.4	40	Voir aussi page 302	807
—	475	100	250	9.0	—	—	50	3.5	25.000	0.2	27	—	807
125	500	150	200	17	—	—	45	2.5	—	0.13	56	—	815
—	400	150	175	15	—	—	45	3.0	—	0.16	45	—	815
60	600	90	300	10	—	—	60	5.0	30.000	0.43	35	—	1624
—	500	75	275	9.0	—	—	50	3.3	25.000	0.25	24	—	1624
60	600	160	200	20	—	—	55	7.0	20.000	0.45	72	—	3 E 22
—	560	160	200	20	—	—	50	6.5	18.000	0.4	67	—	3 E 22
60	600	90	300	11	—	—	60	5.0	—	0.5	40	—	RK 66
—	500	75	—	8.0	—	—	50	3.2	25.000	0.23	25	—	RK 66
60	750	100	250	6	—	—	45	3.5	85.000	0.22	50	—	1625
—	600	100	275	6.5	—	—	90	4.0	50.000	0.4	42.5	—	1625
—	500	100	250	16	22.5	—	60	6.0	15.000	0.55	34	—	2 E 22
—	750	100	250	16	22.5	—	60	6.0	30.000	0.55	53	—	2 E 22
—	750	55	250	29	—90	—	65	6.5	17.000	0.6	16.5	—	2 E 22
60	700	90	200	23	—	—	80	3.0	—	—	45	Pentode Telefunken	RL12P35
—	700	60	120	35	—	—	120	4.0	—	1.7	25	—	RL12P35
—	800	90	200	20	—	—	75	0.5	—	0.4	50	—	RL12P35
—	600	50	200	10	—	—	85	4.0	—	0.4	10	—	RL12P35



# DES TÉTRODES ET PENTODES D'ÉMISSION PUISSANCE

Fré- quen- ce limite	Courant anodique normal		Courant écran normal		Ten- sion sup- pres- sor	Courant grille normal		Résis- tance série d'é- cran	Puis- sance exci- tation P <sub>exc</sub>	Puis- sance de sortie P <sub>sortie</sub>	OBSERVATIONS	TYPE	
	E	I <sub>m</sub>	U	I		-e	i						
Mc/s	volts	mA	volts	mA	volts	volts	mA	ohms	watts	watts			
60	1000	120	350	17	0	-170	6.0	—	1.5	85	Pentode Philips	PE 1/75	
—	1000	38	300	20	-140	-170	2.4	—	0.5	10		PE 1/75	
—	1000	84	250	15	0	-170	4.0	50.000	0.8	60	—	PE 1/75	
250	1500	110	375	22	—	-300	15	—	4.5	130	—	3 D 23	
—	1000	85	300	14	—	-200	10	—	2.0	60	—	3 D 23	
—	1250	92	300	36	45	-100	11.5	—	1.6	84	—	RK 20	
—	1000	75	300	30	0	-100	10	23.000	13.	52	—	RK 20	
—	1250	48	300	44	-45	-100	11.5	—	1.5	21	—	RK 20	
—	1250	40	300	7.0	45	-124	1.8	—	1.5	20	—	RK 20	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	70	Pentode S.F.R. (Lampe double)	P 2/40	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	60		P 2/40	
—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	22		P 2/40	
60	600	100	250	12.5	—	-60	4.0	30.000	0.25	42	—	HY 69	
—	600	100	250	12.5	—	-60	5.0	30.000	0.35	42	—	HY 69	
—	600	90	200	11.5	—	-300	6.0	35.000	2.8	27	—	HY 69	
200	500	240	200	32	—	-45	12.0	9.300	0.7	83	Pour les 2 tubes	829 B	
—	425	212	200	35	—	-60	11.0	6.400	0.8	63		—	829 B
—	500	120	200	10	—	-38	2.0	—	0.5	23	—	829 B	
125	1500	90	375	22	—	-300	10	—	4.0	105	—	3 D 24	
—	1250	138	300	14	—	-70	7	—	1.0	120	—	RK 47	
—	900	120	300	17.5	—	-150	6	—	1.4	87	—	RK 47	
—	1250	60	300	2.0	—	-30	0.9	—	4.0	25	—	RK 47	
15	1500	100	300	35	45	-100	7.0	34.000	1.95	110	—	804	
—	1250	75	250	20	50	-90	6.0	50.000	0.75	65	—	804	
—	1500	50	300	13.5	45	-130	3.7	—	1.3	28	—	804	
—	1500	50	300	32	-50	-115	7.0	—	0.95	28	—	804	
30	1500	150	300	24	—	-90	10	50.000	1.5	160	—	814	
—	1250	145	300	20	—	-150	10	48.000	3.2	130	—	814	
—	1500	60	250	3.0	—	-120	2.5	—	4.2	35	—	814	
—	1500	180	300	20	—	-70	6	—	0.8	190	Tétrode Mazda	4 T 100	
—	1600	150	400	20	—	-130	6	—	12.	175		—	4 T 100
—	2000	75	400	3	—	-120	—	—	—	50		—	4 T 100
60	800	130	250	10	—	-80	7.0	—	3.0	65	Pentode Telefunken	RL 12 P 50	
—	800	120	250	15	—	-130	5.0	—	0.8	70		—	RL 12 P 50
—	1000	60	300	3	—	-105	—	—	0.25	21		—	RL 12 P 50
—	1000	60	250	20	—	-80	4	—	0.6	21		—	RL 12 P 50
—	600	150	300	10	—	-25	—	—	—	60	Tétrode Mazda	4 Y 25	
—	400	120	300	10	—	-25	—	—	0.4	40		—	4 Y 25



**TUBES DE RÉCEPTION**

Séries Européennes et Américaines  
TUBES Série "RIMLOCK"

**TUBES SPÉCIAUX**

TUBES A RAYONS CATHODIQUES  
pour mesures et télévision  
CELLULES PHOTOÉLECTRIQUES  
ÉLECTROMÈTRE TRIODE - TUBES RELAIS  
TUBES REDRESSEURS - THERMO COUPLES  
TUBES STABILISATEURS AU NEON  
TUBES SPÉCIAUX POUR O. C. ET O. T. C.

LAMPES DE CADRAN  
CONDENSATEURS AJUSTABLES  
CONDENSATEURS CÉRAMIQUE  
CONDENSATEURS ÉTANCHES "CAPATROP"

pour CONSTRUCTEURS, PROFESSIONNELS  
LABORATOIRES, INDUSTRIES DIVERSES

**C<sup>IE</sup> GÉNÉRALE DES TUBES  
ÉLECTRONIQUES**

82, r. Manin, PARIS 19<sup>e</sup> - Tél.: Bot. 31-19 et 31-26

# TABLE DES MATIERES

	Page
Préface .....	5
Avant-propos .....	7
Avertissement pour la deuxième édition .....	9
 <b>CHAPITRE I. — LES CIRCUITS OSCILLANTS.</b>	
I. — LES ÉLÉMENTS DES CIRCUITS OSCILLANTS .....	11
1. Rappel des phénomènes électromagnétiques .....	11
2. Self-induction .....	12
3. Capacité .....	13
4. Résistance .....	15
5. Facteur de surtension d'une self-induction ...	15
6. Facteur de surtension d'une capacité .....	15
II. — NOTIONS ÉLÉMENTAIRES SUR LES CIRCUITS OSCILLANTS. ....	15
7. Le circuit-résonnant-série .....	17
8. Le circuit-résonnant-parallèle .....	18
Circuit oscillant chargé .....	21
9. Importance du facteur Q dans les circuits oscillants d'émission .....	23
Amplification possible .....	23
Réduction des harmoniques .....	24
Condition de forme .....	25
10. Valeur du facteur Q des circuits d'émission. ....	26
11. Calcul pratique des circuits oscillants .....	29
12. Calcul de la capacité à utiliser dans un circuit oscillant .....	30
13. Calcul de la self à utiliser dans un circuit oscillant .....	32
14. Tableaux de caractéristiques des circuits oscillants .....	33
15. Abaque pour la détermination des circuits oscillants .....	41
Exemple .....	42
16. Détermination des caractéristiques d'une self. ....	43
Exemple .....	43
17. Calcul simplifié d'une self .....	45
Table des fils de cuivre .....	46
Correspondance des jauges américaines et des diamètres en millimètres .....	47
18. Détermination de la capacité d'accord .....	49
Exemple .....	50
III. — NOTIONS ÉLÉMENTAIRES SUR LES CIRCUITS COUPLÉS. ....	52
19. Couplage d'un circuit oscillant à un auto-oscillateur .....	52
20. Couplage d'un circuit oscillant à un oscillateur piloté .....	54
Application du couplage par capacité .....	56
IV. — CONSTRUCTION PRATIQUE DES CIRCUITS OSCILLANTS ..	59
21. Condensateur .....	59
22. Self .....	60
23. Appréciation des pertes .....	60
 <b>CHAPITRE II. — LES LAMPES.</b>	
I. — LES PROPRIÉTÉS FONDAMENTALES DES LAMPES .....	62
24. Caractéristiques d'une lampe .....	63
Caractéristiques statiques .....	63
Caractéristiques dynamiques .....	65
25. Autres caractéristiques .....	68
Caractéristiques du courant grille .....	68
Caractéristiques du courant d'écran .....	71

# RADIO MANUFACTURE

Société à Responsabilité limitée au Capital de 200.000 francs

104, Avenue du Général Leclerc, PARIS-XIV<sup>e</sup>  
(ex-Avenue d'Orléans)

Téléphone VAUgirard 55-10

POSTES T. S. F.  
LAMPES - PICK-UP  
PIÈCES DÉTACHÉES  
ÉBÉNISTERIES

*Apprenez chez vous*

**RADIO  
CINÉMA  
TÉLÉVISION**

Vous qui désirez améliorer votre situation ou créer une affaire, vous pouvez, **SANS QUITTER VOS OCCUPATIONS HABITUELLES**, et quelle que soit votre instruction, obtenir rapidement une spécialisation technique sérieuse dans ces Sciences Modernes pleines d'avenir.

En consacrant quelques heures par jour à une étude attrayante, illustrée de travaux pratiques variés, vous construirez vous-même un superhétérodyne moderne qui restera votre propriété.

Demandez sans tarder en joignant 20 Fr. et, ceci sans engagement, notre album  
« ÉLECTRICITÉ - RADIO - CINÉMA - TÉLÉVISION »



**INSTITUT ELECTRO-RADIO**

6, R. DE TEHERAN, PARIS 8<sup>e</sup> - TEL. WAG. 78.84

PUB. J. BONNANGE



	Page
26. Quelques définitions .....	73
27. Notations utilisées .....	80
II. — DIFFÉRENTS MODES DE FONCTIONNEMENT DES LAMPES .....	80
28. L'amplificateur de la classe A .....	82
Polarisation de grille .....	83
Excitation de grille .....	83
Courant anodique .....	83
Puissance de sortie .....	84
Rendement .....	84
Montage push-pull .....	85
Tubes en parallèle .....	87
29. L'amplificateur de la classe B .....	88
Polarisation de grille .....	88
Excitation de grille .....	88
Puissance d'excitation .....	89
Courant anodique .....	89
Puissance de sortie .....	91
Rendement .....	91
Exemple de détermination .....	92
30. L'amplificateur de la classe C .....	97
Polarisation de grille .....	98
Excitation de grille .....	99
Puissance d'excitation .....	100
Courant anodique .....	101
Puissance de sortie .....	103
Rendement .....	104
Choix du tube .....	105
Exemple de détermination .....	106
Première méthode .....	110
Deuxième méthode .....	112
31. L'amplificateur de la classe AB .....	114
Polarisation grille .....	114
Courant anodique .....	115
Puissance de sortie .....	116
Rendement .....	116
32. L'amplificateur de la classe BC .....	118
III. — LE CHOIX D'UNE LAMPE D'ÉMISSION .....	118
33. Courant maximum admissible de cathode .....	118
34. Puissance utile fournie par la lampe .....	120
35. Puissance nécessaire à l'excitation .....	121
36. Conditions d'emploi .....	121
Fréquence limite de fonctionnement .....	122
Commodités d'emploi .....	122
37. Utilisation de tubes de réception à l'émission .....	122
Tableau des conditions d'emploi .....	123
Dissipation d'écran .....	124
Autres utilisations des lampes .....	124
Limite de fonctionnement .....	125
Exemples d'utilisation .....	125

### CHAPITRE III. — LES MONTAGES AUTO-OSCILLATEURS.

I. — PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT DES AUTO-OSCILLATEURS .....	128
Sens de couplage .....	129
Degré de couplage .....	130
II. — DIVERS DISPOSITIFS DE COUPLAGE ET D'ALIMENTATION .....	131
38. Dispositifs de couplage .....	131
39. Alimentation anodique .....	132
Alimentation série .....	132
Alimentation parallèle .....	133
40. Polarisation grille .....	134
Polarisation en série .....	134
Polarisation en parallèle .....	134
Polarisation cathodique .....	135

# CENTRAL-RADIO

présente

Un rayon complet de matériel O.C.  
**ÉMISSION ET RÉCEPTION**  
• **DISTRIBUTEUR OFFICIEL DES**  
**QUARTZ S. E. P. E.**

étalonnage gracieux de tous Quartz Amateurs  
**Stock important disponible**  
dans toutes les gammes autorisées

---

**TUBES EMETTEURS**  
TOUS TYPES — TOUTES MARQUES

---

DISTRIBUTEUR  
**" DYNA " & " NATIONAL "**

---

Démultiplicateurs avec bouton compteur.  
Condensateurs doubles et triples pour O.C.  
Boutons de précision — Selfs de choc O.T.C.  
Ensembles d'émetteurs complets en pièces détachées

---

Moteurs, relais et notices pour la  
**TELECOMMANDE DE MODÈLES RÉDUITS**

Le meilleur accueil est réservé à tous les O.M. qui trouveront  
dans nos magasins **le meilleur matériel aux meilleurs prix**

**35, RUE DE ROME, PARIS-8<sup>e</sup> - Tél. : LABorde 12-00 et 12-01**

(Angle Rue de Stockholm — A 50 mètres de la Gare Saint-Lazare)

	Page
III. — DIFFÉRENTS TYPES D'AUTO-OSCILLATEURS .....	135
41. Oscillateur à circuit plaque accordé .....	135
42. Oscillateur à circuit grille accordé .....	139
43. Oscillateur à circuits accordés de grille et de plaque .....	139
44. Oscillateur Colpitts .....	140
45. Oscillateur Ultraudion .....	142
46. Oscillateur Meissner .....	142
Oscillateur de Fromy .....	143
47. Oscillateur Hartley .....	143
Split coil Hartley .....	144
48. Oscillateur Simpson .....	145
49. Oscillateurs symétriques .....	146
Oscillateur Mesny .....	147
50. Oscillateur à couplage électronique .....	149
Conditions de stabilité .....	151
Variations des tensions d'alimentation .....	151
Position de la prise de cathode .....	154
Position de la prise de grille .....	155
Résistance de grille .....	156
Influence de la température .....	157
Montages avec lampes à chauffage direct .....	157
51. Autres montages auto-oscillateurs .....	159
Oscillateur à couplage cathodique .....	159
Oscillateur Clapp .....	159
IV. — RÉALISATION D'AUTO-OSCILLATEURS PILOTES (V.F.O.)..	161
52. Montage V.F.O. monolampe .....	161
Plan de câblage avec 6L6 .....	163
Plan de câblage avec 4654 .....	166
53. Montage V.F.O. à deux lampes .....	166
Plan de réalisation .....	168
Autre réalisation .....	170
54. Montage V.F.O. à trois lampes .....	171
Mise au point .....	173
Plan de réalisation .....	176

#### CHAPITRE IV. — LES MONTAGES OSCILLATEURS A QUARTZ.

I. — LE CRISTAL DE QUARTZ .....	179
55. Les propriétés d'un cristal de quartz .....	179
Vibrations d'un quartz .....	181
Equivalent électrique d'un quartz .....	181
Propriétés mécaniques .....	182
56. Les différentes coupes de quartz .....	183
La coupe X .....	184
La coupe Y .....	186
La coupe AT .....	188
57. Le choix d'un cristal .....	190
Répartition des fréquences (Atlantic City) .....	192
58. Le support de quartz .....	193
II. — LES OSCILLATEURS A QUARTZ .....	195
59. Réglage d'un oscillateur à quartz .....	197
60. Protection du cristal .....	200
III. — DIFFÉRENTS MONTAGES D'UN OSCILLATEUR A QUARTZ..	202
61. Montage ordinaire avec triode .....	202
Caractéristiques des bobinages .....	203
62. Montage avec lampe à écran .....	204
Plan de câblage avec 6L6 .....	206
63. Montage Tri-Tet .....	207
Comparaison du montage ordinaire au Tri-tet .....	210
Combinaisons possibles avec le Tri-tet .....	214
Caractéristiques des bobinages .....	215
Plan de câblage avec 6L6 .....	217
64. Montage Tri-tet à deux lampes .....	219



**TOUJOURS**  
*le*  
**MATÉRIEL SÉRIEUR**

**AU**  
**PIGEON**  
**VOYAGEUR**



FOURNISSEUR DE L'ÉTAT ET DES GRANDES ADMINISTRATIONS

252 bis, B<sup>d</sup> ST-GERMAIN, PARIS-VII<sup>e</sup>

TÉL. LITTRÉ 74-71

MÉTRO : SOLFÉRINO



**LA PLUS ANCIENNE MAISON SPÉCIALISÉE DANS  
LA PIÈCE DÉTACHÉE**

**DEMANDEZ-NOUS LA DOCUMENTATION PERMANENTE DE LA RADIO**

CATALOGUE COMPLET, RADIO, PHOTO,  
:- APPAREILLAGE ÉLECTRO-MÉNAGER :-

ENVOI CONTRE 30 FRANCS EN TIMBRES

	Page
65. Montage à réaction cathodique .....	220
Variantes .....	222
66. Montages divers .....	224
67. Montage Reinartz .....	226
Caractéristiques des bobinages .....	227
68. Montage Pierce .....	228
Schémas divers .....	231
69. Montages push-pull .....	235
Caractéristiques des bobinages .....	237

## CHAPITRE V. — LES ÉTAGES MULTIPLICATEURS DE FRÉQUENCE ET LES ÉTAGES INTERMÉDIAIRES.

I. — LES ÉTAGES DOUBLEURS DE FRÉQUENCE .....	240
70. Principe de fonctionnement .....	240
Polarisation et rendement .....	242
Tableau de caractéristiques des multiplificateurs .....	243
71. Choix des tubes multiplicateurs .....	244
Exemple de prédétermination d'un doubleur .....	245
72. Montages oscillateurs-doubleurs de fréquence .....	247
73. Montages monolampes .....	248
74. Amélioration du rendement .....	250
Procédé du neutrodynage .....	251
Autre procédé .....	256
Procédé par réaction .....	257
75. Montage push-push .....	257
76. Réglage d'un montage doubleur .....	259
II. — LES ÉTAGES TRIPLEURS DE FRÉQUENCE .....	262
Schéma de montage .....	262
Exemple de prédétermination d'un tripleur .....	262
Schémas d'utilisation .....	264
III. — LES ÉTAGES QUADRUPEURS DE FRÉQUENCE .....	266
IV. — LES ÉTAGES INTERMÉDIAIRES .....	267
Étage tampon .....	267
Étage séparateur .....	268
Étage limiteur .....	269
V. — LES EXCITEURS .....	271
Plan de câblage d'un doubleur 6L6 .....	271
Plan de câblage d'un doubleur EL2 .....	272
77. Exciteur bilampe 76-4654 .....	274
Plan de câblage .....	275
78. Exciteur trilampe 76-6V6-4654 .....	276
Plan de câblage .....	279
79. Exciteur trilampe 6L6-4654-4654 .....	280
80. Exciteur Jones .....	284
81. Exciteur « Bi-Push » .....	286
82. Exciteur 6L6 + 6L6, toutes gammes .....	288
83. Exciteur à quatre 6L6, toutes gammes .....	291

## CHAPITRE VI. — LES ÉTAGES AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE.

I. — DIFFÉRENTS MONTAGES D'AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE DE PUISSANCE .....	297
II. — COUPLAGE D'ENTRÉE D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR HAUTE FRÉQUENCE .....	300
84. Couplage par capacité .....	301
Prise sur la self .....	303
Variantes .....	304
85. Couplage par induction .....	309
Couplage par ligne .....	309
Réalisations pratiques .....	314



ÉTABLISSEMENTS SPÉCIALISÉS DEPUIS PLUS DE VINGT ANS  
DANS LA RÉALISATION DE MONTAGES DE GRANDE CLASSE

ÉTABLISSEMENTS  
**RADIO  
SOURCE**

82 Av. PARMENTIER  
PARIS XIe

TARIF  
DES PIÈCES DÉTACHÉES DE  
**T.S.F.**

MAGASIN DE VENTE OUVERT DE 9h à 12h - 14h à 18h - 19h à 21h

*Demandez sans tarder notre*

## CATALOGUE

*qui contient une sélection de*  
PIÈCES DÉTACHÉES, ACCESSOIRES  
ET APPAREILS DE MESURE DE QUALITÉ

*pour*

**CONSTRUCTEURS  
DÉPANNÉURS  
ET ARTISANS**

Envoi franco contre la somme de 25 fr.

C. C. P. PARIS 664-49

ÉMETTEURS - AMPLIS B. F.  
DE CONCEPTION MODERNE  
RÉCEPTEURS DE TRAFIC

ET

TOUT LE MATÉRIEL DE QUALITÉ POUR LES O. M.

Teleph. ROQUETTE 62-80 et 62-81

**RADIO-SOURCE**

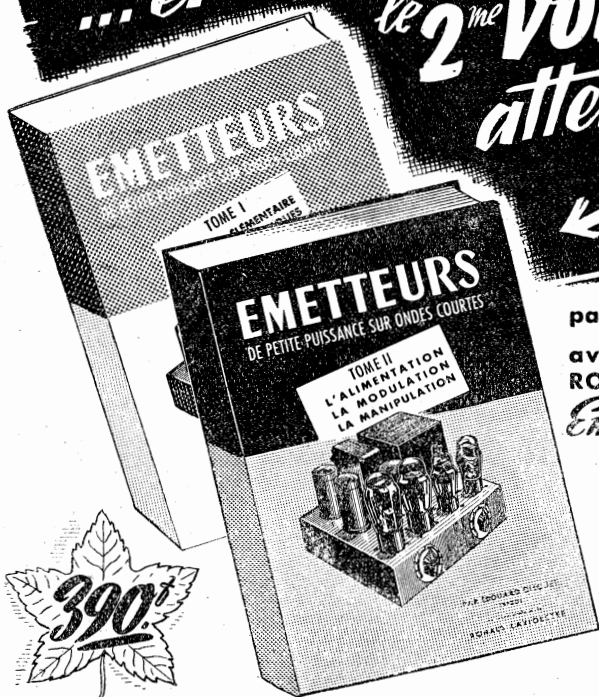
82 Av. PARMENTIER  
PARIS XIe

Chèques Post. Paris 664-49

Telegr. SOURCELEC 119

	Page
86. Réglage du couplage d'entrée .....	315
Remarque importante .....	316
III. — LE NEUTRODYNAGE .....	316
87. Neutrodynage plaque .....	319
Cas d'un push-pull .....	323
88. Neutrodynage grille .....	325
Cas d'un push-pull .....	327
89. Réalisation et mise au point .....	328
Réglage .....	330
Difficultés .....	331
90. Montage sans neutrodynage .....	332
IV. — COUPLAGE DE SORTIE D'UN ÉTAGE AMPLIFICATEUR	
HAUTE FRÉQUENCE .....	333
91. Détermination du système de couplage .....	335
92. Couplage par capacité d'un amplificateur	
monolampe à une antenne à descente	
monofilaire .....	339
93. Couplage par induction d'un amplificateur	
monolampe à une antenne à descente	
monofilaire .....	344
94. Couplage par capacité d'un amplificateur	
monolampe à une antenne à descente	
bifilaire .....	344
95. Couplage par induction d'un amplificateur	
monolampe à une antenne à descente	
bifilaire .....	346
96. Couplage d'un amplificateur push-pull à une	
antenne à descente monofilaire ou bifilaire .....	346
V. — LES ADAPTATEURS D'ANTENNE .....	350
97. Le filtre Collins .....	351
98. Différents montages .....	355
Adaptateurs universels .....	358
VI. — LA SUPPRESSION DU RAYONNEMENT HARMONIQUE .....	360
99. Suppression dans l'émetteur .....	360
100. Suppression dans le système de couplage .....	361
101. Suppression dans l'antenne .....	364
VII. — DÉFAUTS DES AMPLIFICATEURS HAUTE FRÉQUENCE .....	365
102. Précautions de câblage .....	365
103. Oscillations parasites .....	368
<b>Liste des schémas complets de montage avec référence des</b>	
<b>figures .....</b>	<b>374</b>
<b>Caractéristiques des lampes d'émission de petite puissance .....</b>	<b>378</b>

... et Voici enfin  
le 2<sup>me</sup> VOLUME  
attendu!



par EDOUARD CLIQUET  
(F8ZD)

avec une préface de  
RONALD LAVIOLETTE  
(VE2FS)

*Emetteur Canadien*

**dont voici un extrait :**

Lors de la présentation du 1<sup>er</sup> tome des « *Emetteurs de petite puissance sur ondes courtes* », M. Ed. Cliquet était déjà très avantageusement connu non seulement en France, mais aussi au Canada..... Qui n'a pas désiré, en lisant le 1<sup>er</sup> volume, qui n'a pas réclamé le second avec instance ?

Au Canada français particulièrement nous l'attendions avec impatience parce que c'est la première fois que nous avons l'avantage de posséder, en français, un exposé théorique et pratique de tout ce qui est nécessaire à un amateur de radio pour comprendre, construire et «opérer» un poste émetteur de TSF et où, enfin, l'on trouve à côté des lampes européennes, inconues et introuvables chez nous, autant de circuits, de schémas et de lampes de fabrication américaine..... Sans doute avons-nous à notre portée une avalanche de publications des Etats-Unis, dont plusieurs de réelle valeur, mais écrites en anglais! .. C'est donc dire que nous avons maintenant à notre disposition un ouvrage dont la nécessité s'imposait depuis longtemps. Ces deux volumes, à la manière des « Handbooks » américains qu'ils remplaceront avec avantage, seront indispensables à tout amateur ou technicien..... Puisse ce second Tome connaître le succès du premier! C'est le vœu que formulent les amateurs du Canada français et auquel j'ai l'extrême plaisir de joindre les miens.



RÉSUMÉ DE LA TABLE DES MATIÈRES

**CHAPITRE 1 : L'ALIMENTATION.**

Alimentation en courant chauffage et en courant anodique. Redressement d'un courant alternatif. Différents montages redresseurs. Utilisation des redresseurs. Filtrage d'un courant redressé. Montages pratiques des redresseurs de haute tension. Polarisation de grille. Les régulateurs de tension.

**CHAPITRE 2 : LA RADIOTÉLÉPHONIE.**

Principe de la modulation d'amplitude. Modulations par la grille. Amplification H. F. d'une oscillation déjà modulée. Modulations par la plaque, par la cathode. Les modulateurs.

**CHAPITRE 3 : LA MANIPULATION.**

Différents systèmes de manipulation. Manipulation par coupure. Manipulation par blocage. Manipulation d'un émetteur, etc., etc.

UN OUVRAGE FORMAT 135x210 mm. POIDS : 250 Gr.  
288 PAGES. COUVERTURE 2 COULEURS. 273 FIGURES

Prix de vente au détail : 390 francs.



# CE BANC DE MESURE

## POLYBLOC

CONSTITUÉ PAR UN ENSEMBLE DE BLOCS ÉTALONNÉS POUVANT ÊTRE ACQUIS SÉPARÉMENT ET AYANT CHACUN UNE UTILISATION IMMÉDIATE, PEUT ÊTRE AINSI MONTÉ PROGRESSIVEMENT.

### PONTOBLOC

Pont de mesures et de comparaison en % par rapport à des étalons extérieurs, des résistances, capacités et self-inductions.

### DÉTECTOBLOC

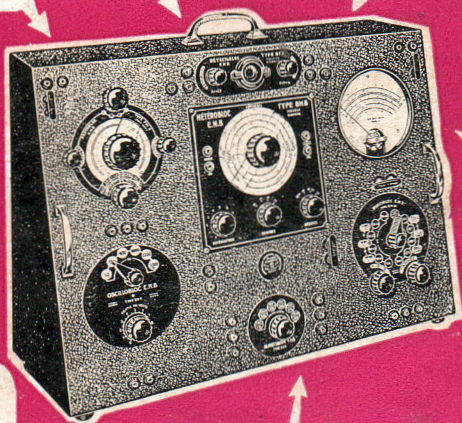
- 1° Détecteur visuel pour le PONTOBLOC
- 2° Avec le Microampèremètre forme un Voltmètre électronique.

### HÉTÉROBLOC

Générateur H.F. couvrant de 100 KHz à 32 MHz (3.000 à 9,35 m). Permet également la mesure des faibles capacités.

### MICROBLOC

Microampèremètre de précision de 120 mm de diamètre. Son cadran comporte 6 échelles pour l'utilisation avec le MULTIBLOC et 3 échelles pour le DÉTECTOBLOC



### OSCILLOBLOC

Générateur B. F. à 6 fréquences fixes. Sert également pour alimenter le PONTOBLOC et moduler l'HÉTÉROBLOC.

### ALIMENTABLOC

Alimentation régulée du BANC, servant également de survolteur-dévolteur et d'alimentation de secours pour maquette à l'étude.

### MULTIBLOC

Forme avec le MICROBLOC un contrôleur universel à 40 sensibilités pour la mesure des tensions, intensités, résistances et capacités.

## COMPTOIR M. B. RADIOPHONIQUE

160, Rue Montmartre, Paris (2°)

## Possibilités

Toutes les mesures de tensions et d'intensités, continues et alternatives; de résistances ohmiques et inductives; de capacités à air, au mica, au papier et électrochimiques; de self-inductions à air et à fer, de niveaux endécibels, de basses et hautes fréquences, etc. peuvent être rapidement et facilement effectuées avec une précision de l'ordre de 1% L'ensemble livré en blocs détachés étalonnés au compteur sous forme de pupitre ou de valise. Documentation abondante avec schémas pour montage et emploi contre 15 frs.



**Siège Social : 2 bis, rue Mercœur - PARIS XI<sup>e</sup> - ROquette 03-45**

Consultez pour PARIS nos Distributeurs Officiels

\_\_\_\_\_ CENTRAL RADIO, 35, rue de Rome \_\_\_\_\_

\_\_\_\_\_ SAREF — F8YG — 15, rue de Turin \_\_\_\_\_

AU PIGEON VOYAGEUR, 252 bis, boulevard Saint-Germain

\_\_\_\_\_ RADIO COMÈTE — F8MC — 10, rue de Lyon \_\_\_\_\_

RADIO HOTEL DE VILLE — F8IA — 13, rue du Temple

SEINE-&MARNE : CH. GUILBERT - F3LG - 30, rue Carnot, FONTAINEBLEAU