

# **Les Récepteurs d'ondes courtes à changement de fréquence**

**Par J. BASTIDE FSJD**

---

**RADIO-REF 1946-1948**

# Les Récepteurs d'ondes courtes à changement de fréquence

Par J. BASTIDE F8JD

## GÉNÉRALITÉS

Le superhétérodyne de trafic sur ondes courtes doit être conçu d'une façon différente de celle d'un récepteur de concerts. Il doit être étudié dans ses moindres détails et pouvoir recevoir indifféremment la phonie et la graphie dans les conditions optima. On doit éviter les phénomènes indésirables qui rendraient illusoire les intéressantes propriétés de ce type de récepteur.

Le but de cette étude, qui ne prétend pas être complète, est d'examiner les différents étages d'un superhétérodyne O. C. en indiquant quelques-uns des divers montages que l'on peut adopter. Nous estimons connu du lecteur le récepteur à changement de fréquence pour radiodiffusion; il nous servira de base. On pourra, soit construire un récepteur de toutes pièces d'après nos indications, soit modifier un superhétérodyne existant pour le transformer en récepteur de trafic.

De nombreux renseignements sont donnés, avec des développements sur certains sujets peu connus. La volumineuse correspondance technique échangée avec nos camarades du R. E. F. nous a montré les lacunes à combler. D'autres articles seront nécessaires; ils viendront compléter l'étude ci-après.

La partie basse fréquence sort du cadre de l'étude que nous nous sommes proposée, étude dans laquelle nous traitons uniquement les parties haute fréquence, changement de fréquence, moyenne fréquence et détection, ainsi que l'antifading, les antiparasites, les QSA-mètres.

Ces bases sont celles de la technique à fin 1939. Pendant la guerre des progrès ont été, certes, réalisés, mais les bases restent inchangées. La présentation de cette étude permettra de développer ultérieurement les récents perfectionnements dans la réception des O. C. et O. T. C. La technique des tubes a évolué; il existe maintenant des tubes spécialement construits pour les très hautes fréquences et leur utilisation permet d'améliorer considérablement le rendement de nos récepteurs. Ces tubes n'étant pas encore normalement sur le marché français, il faut attendre et se contenter des tubes d'avant-guerre qui présentent d'ailleurs de remarquables qualités techniques.

## L'ÉTAGE CHANGEUR DE FRÉQUENCE

**Pulling.** — La condition principale que doit remplir l'étage changeur de fréquence est la suppression du « pulling », qu'il ne faut pas confondre avec le glissement de fréquence. On constate une variation de fréquence de l'oscillateur local HF lorsque l'on règle le circuit d'accord. Il y a réaction du second sur le premier. Ce phénomène est très gênant, car il rend l'alignement illusoire et diminue considérablement la sélectivité, qui est la qualité propre du superhétérodyne,

Le pulling est souvent désigné par « entraînement de fréquence ». Il décroît lorsque la différence entre la fréquence signal et la fréquence oscillateur augmente, ce qui se comprend sans peine. Aussi sera-t-il moins important avec des MF de fréquence élevée.

Le seul moyen de combattre le pulling est de séparer aussi complètement que possible les circuits d'accord et d'oscillation locale. Donc, blinder efficacement les bobinages d'accord et d'oscillation de façon à réduire au minimum le couplage inductif et capacitif. Adopter le changement de fréquence par deux tubes indépendants, séparés par un blindage prolongeant la flasque de séparation du bloc de condensateurs variables.

Si l'on désire absolument adopter le changement de fréquence par un seul tube, signalons que les heptodes et les octodes se comportent mal en O. C. et sont toujours affectées par le pulling; les triodes-hexodes et les triodes-heptodes sont moins mauvaises. Mais la vraie solution consiste en deux tubes indépendants, solution que nous adopterons.

Nous allons passer en revue différents types de tubes mélangeurs avec indication de leurs avantages et inconvénients. Nous étudierons ensuite l'oscillateur à haute fréquence séparé.

**Tube mélangeur penthode.** — Les tubes pentagrides habituellement utilisés en changement de fréquence sont actuellement de qualité douteuse. Mais on peut fort bien s'en passer et utiliser un tube penthode en mélangeur et cela avec un bon rendement. Signalons ce montage sur le récepteur NATIONAL type HRO, bien connu des amateurs. Plusieurs cas sont à examiner, suivant le mode d'injection de la tension oscillatrice.

1° *Injection dans la grille d'entrée.* — Le schéma est donné figure I. La penthode est à pente fixe (57, 6C6, 6J7, etc.) et fonctionne en détection plaque. L'oscillateur est couple par une très petite capacité (1 à 3 cm.) à la grille d'entrée de la penthode, en parallèle sur le circuit d'accord; cette capacité de couplage devra être aussi réduite que possible de façon à limiter le pulling.

La pente de conversion et la sélectivité sont bonnes, sous réserve que la somme des deux tensions haute fréquence (signal + oscillateur) appliquée à la grille reste légèrement inférieure à la tension de polarisation et sans jamais être supérieure.

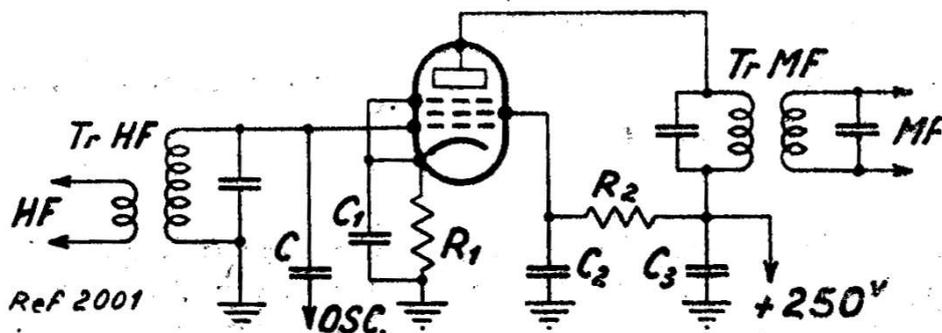


FIG. 1. — Injection grille d'entrée.

C. : 1 à 3 cm.  
 C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub> : 0,1 μfd.  
 R<sub>1</sub> : 10.000 à 20.000 ohms,  
 R<sub>2</sub> : 100.000 ohms,

La tension oscillatrice nécessaire est faible (quelques volts) et la puissance négligeable, ce qui est un avantage du point de vue de la stabilité de l'oscillation locale. La seule difficulté est de maintenir la tension oscillatrice constante sur toute la gamme si nous voulons avoir une bonne pente de conversion. De ce fait, ce montage sera appliqué de préférence aux récepteurs à bandes étroites.

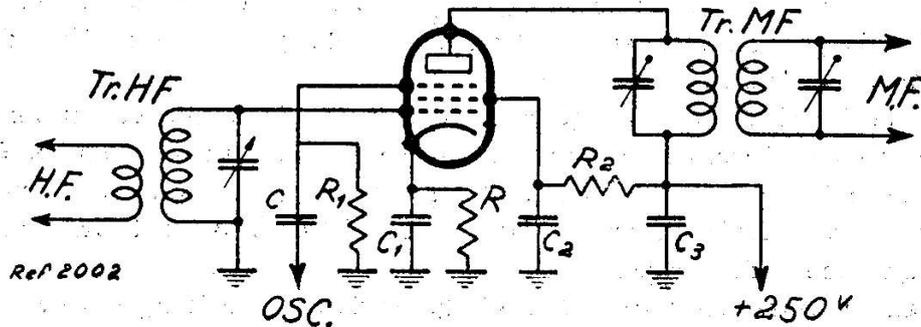


FIG. 2. — Injection suppressor.

$C$  : 50 à 100 cm.  
 $C_1, C_2, C_3$  : 0,1 mfd.  
 $R$  : 2.500 ohms.  
 $R_1$  : 50.000 ohms.  
 $R_2$  : 100.000 ohms.

2° *Injection dans le suppressor.* — Schéma figure 2. Mêmes pentodes à pente fixe que précédemment. La résistance  $R$  de polarisation cathodique n'est plus que de 2.500 ohms. Une résistance  $R_1$  de 50.000 à 100.000 ohms définit la polarisation

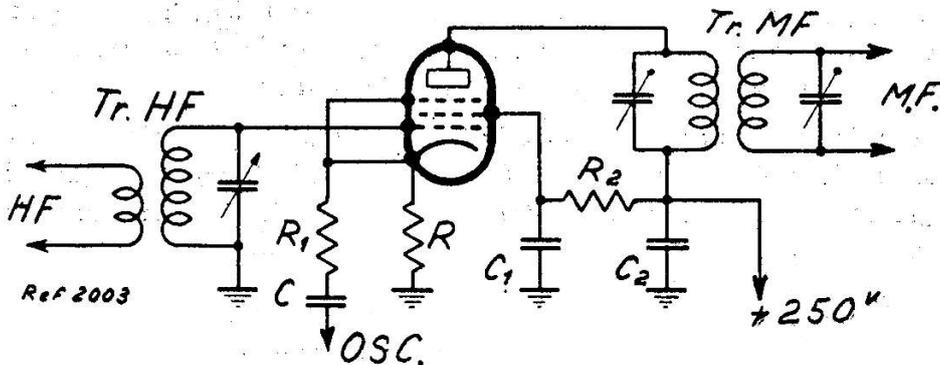


FIG. 3. — Injection cathode.

$C, C_1, C_2$  : 0,1 mfd.  
 $R$  : 10.000 ohms.  
 $R_1$  : 100 ohms.  
 $R_2$  : 100.000 ohms.

du suppressor. Le condensateur  $C$  de couplage du suppressor à l'oscillateur a une valeur de 50 à 100  $\mu\text{mfd}$ , suivant la fréquence. La tension d'oscillation, plus élevée que dans le cas précédent, n'est pas critique. La pente de conversion est moins bonne;

3° *Injection dans la cathode.* — Schéma figure 3. Toujours pentode à pente fixe. La tension oscillatrice est injectée dans la cathode, ce qui donne une modulation grille efficace. Bien entendu, le condensateur de découplage cathode est supprimé. Le condensateur  $C$  couplant l'oscillateur au mélangeur a une valeur

élevée, 0,1  $\mu$ fd. En série une résistance  $R_1$  de 100 ohms réduit la réaction du mélangeur sur l'oscillateur, qui reste toujours sensible (pulling). Ce montage donne une pente de conversion très bonne aux très hautes fréquences, mais on doit veiller à avoir une connexion oscillateur-cathode aussi courte que possible. Les circuits oscillants seront soigneusement blindés;

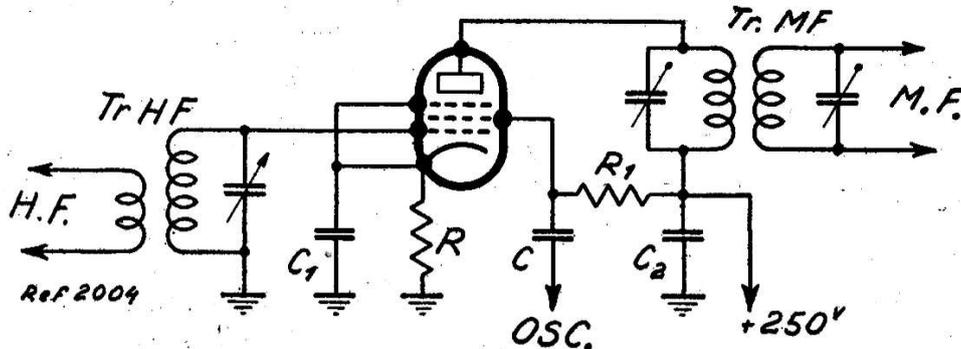


FIG. 4. — Injection écran.

- C : 0,01 mfd.
- $C_1, C_2$  : 0,1 mfd.
- R : 10.000 ohms.
- $R_2$  : 100.000 ohms.

4° *Injection dans la grille écran.* — Schéma figure 4. Le condensateur de couplage aura une valeur comprise entre 0,01 et 0,1  $\mu$ fd (valeur non critique). Ce montage est sensible au pulling aux fréquences élevées, car il n'y a pas d'écran électrostatique dans le tube mélangeur entre grille-écran et grille de contrôle.

**Tube mélangeur pentagrille.** — Dans cette série de tubes nous comprenons les heptodes et octodes, telles que 2A7, 6A7, 6A8, etc. Ces tubes sont normalement prévus pour fonctionnement en tube combiné unique, mais nous aurons en O. C. un rendement bien supérieur avec un tube oscillateur séparé. Schéma figure 5. Sans tube oscillateur séparé, ces tubes ont un fonctionnement correct et souple pour les

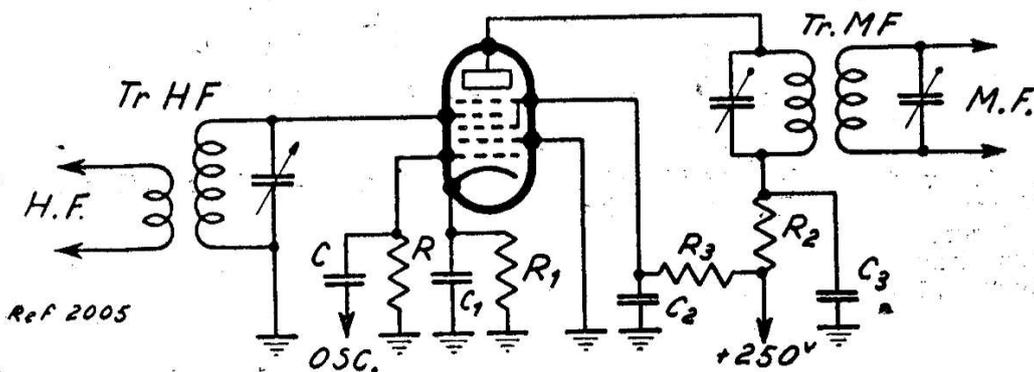


FIG. 5. — Mélangeur 6A8, 6E8, etc.

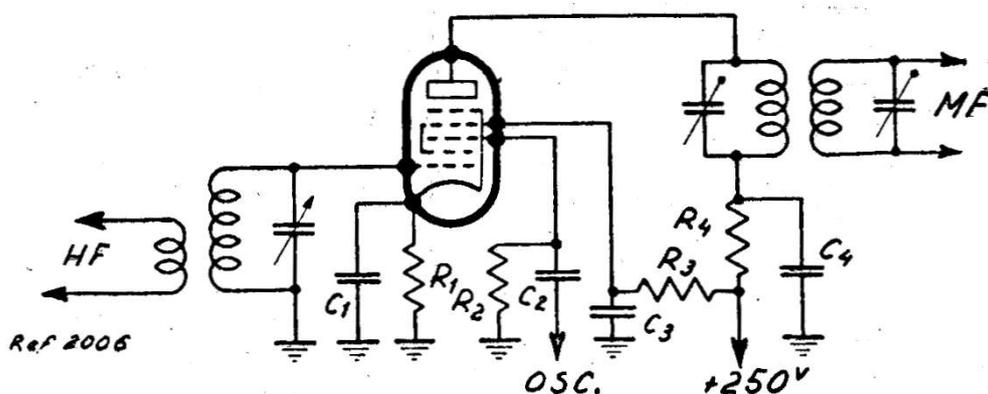
- C : 50 à 100 cm.
- $C_1$  : 0,01 mfd.
- $C_2, C_3$  : 0,1 mfd.
- R : 50.000 ohms.
- $R_1$  : 300 ohms.
- $R_2$  : 2.000 ohms.
- $R_3$  : 50.000 ohms.

fréquences inférieures à 3 MC. Mais ils sont instables en ondes courtes. La pente de conversion est très bonne, et si les précautions élémentaires spécifiées plus haut sont prises, le pulling est négligeable.

La tension d'oscillation locale est appliquée à la grille oscillatrice de la pentagrille (première grille). La deuxième grille de la pentagrille (plaque de l'oscillatrice combinée) est, soit mise à la masse, soit laissée isolée, soit encore reliée à la grille-écran; un essai déterminera le meilleur système. La tension d'oscillation locale assez peu critique aura une valeur comprise entre 15 et 25 volts pour les types 2A7, 6A7 et 6A8 et de 5 à 10 volts pour les modèles plus récents. La puissance HF demandée à l'oscillateur est très faible.

Comparons un tube 6A8 mélangeur avec le tube 6L7, bien connu des amateurs, et qui nous servira de base. La pente de conversion du tube 6A8 est de 0,5 mA/V pour un courant de grille oscillatrice de 150 microampères seulement; ou, si l'on préfère, avec une résistance de fuite de 50.000 ohms, une tension de 7,5 volts (le tube 6L7 a son maximum de pente de 0,4 mA/V pour 15 volts). Il est donc de fonctionnement souple. Il en résulte que le courant dans la grille d'injection du tube 6A8 sera pratiquement double de celui du tube 6L7, une même tension d'injection due à l'oscillateur local, et cela jusqu'à des fréquences de l'ordre de 30 Mc. Ceci est également dû au fait que la grille d'injection du tube 6A8 est placée plus près de la cathode que celle du tube 6L7; son action sera, de ce fait, plus grande dans la modulation du flux électronique.

**Tube mélangeur 6L7 ou EH2.** — Ces deux tubes heptodes sont identiques. Seul le culot diffère. Ils sont spécialement étudiés pour fonctionner par injection de la tension oscillatrice dans la troisième grille. Ces tubes étant largement utilisés par les amateurs, nous allons faire leur éloge et leur critique.



$C_1, C_4$  : 0,1 mfd.  
 $C_2$  : 50 cm.  
 $C_3$  : 0,01 mfd.  
 $R_1$  : 500 ohms.  
 $R_2$  : 50.000 ohms.

$R_3$  : 15.000 ohms.  
 $R_4$  : 2.000 ohms.

FIG. 6. — Tube mélangeur 6L7.

Le schéma est celui de la figure 6. L'écran est alimenté à une tension élevée et il absorbe un courant important; la résistance d'alimentation d'écran est comprise entre 10.000 et 15.000 ohms, elle sera choisie du type 1 watt ou mieux 2 watts pour éviter tout échauffement.

**Eloge du tube 6L7.** — Cette heptode, créée en 1935, fut à l'époque un grand progrès sur les tubes existants (6A7 et 6A8 utilisés en tube unique). Le couplage par charge d'espace entre circuits d'entrée du mélangeur et de l'oscillateur, qui caractérise les 6A7 et 6A8, est largement éliminé dans le tube 6L7. La réduction de l'impédance plaque (et par conséquent de l'amplification) qui a lieu avec l'injection

dans le suppressor, comme c'est le cas avec une penthode, est supprimé car la grille d'injection (n° 3) de la 6L7 est enfermée entre deux grilles-écran mises à la masse au point de vue HF (et de plus est isolée de la plaque par un suppressor. Le couplage est purement électronique, ce qui rend le pulling négligeable.

Il en résulte qu'il suffit d'une tension oscillatrice plus faible que dans le cas de l'injection dans le suppressor d'une penthode (environ 15 volts pour la 6L7 et 12 volts pour la EH2), et la puissance demandée à l'oscillatrice est négligeable en comparaison de l'injection sur grille-écran. De plus, la valeur de la tension oscillatrice peut varier sensiblement, sous réserve qu'elle ne descende pas au-dessous des chiffres ci-dessus; cette tolérance est précieuse pour l'accord sur plusieurs gammes.

*Critique du tube 6L7.* — Le tube 6L7 fonctionne parfaitement bien sur les fréquences peu élevées. Mais il n'en est plus de même au-dessus de 20 Mc, car à ces fréquences élevées il est impossible d'obtenir une tension d'injection suffisante avec les méthodes courantes, tout en maintenant l'isolement indispensable entre circuits oscillateur et mélangeur, condition essentielle pour éviter le pulling. Ce phénomène se produit souvent sur 14 Mc; on peut l'atténuer sur cette gamme de fréquence en adoptant un oscillateur local à couplage électronique (ECO) et en prenant la tension d'injection sur la cathode de l'oscillateur (voir figure 7). On obtient de moins bons résultats en prenant cette tension sur la grille de l'oscillateur (on doit alors augmenter la valeur de la réaction), ou sur la plaque (ce qui produit des pertes sensibles). Le montage ECO, excellent au-dessous de 7 Mc, est peu satisfaisant au-dessus de 14 Mc, car la charge du couplage électronique réduit la stabilité de l'oscillateur et, malgré ses blindages, le tube 6L7 ne peut éliminer le pulling.

En définitive, nous constatons que l'heptode 6L7 présente les inconvénients suivants pour les fréquences élevées :

1° Faible pente de conversion. La pente de conversion est de l'ordre de 0,4 mA/V pour une tension d'injection de 15 volts efficaces sur la grille d'injection (n° 3) et seulement de 0,2 mA/V pour une tension de 7,5 volts. Noter que la grille d'injection est auto-polarisée par la tension développée aux bornes de la résistance de 50.000 ohms par le courant HF redressé;

2° Instabilité de l'oscillateur. Le couplage électronique est relativement stable, considéré seul. Mais un pulling de plusieurs centaines de périodes se produit pour le couplage du tube 6L7 à la cathode oscillatrice, pulling qui atteint plusieurs kilocycles avec le couplage de la 6L7 à la grille de l'oscillateur.

Pour corriger ces graves inconvénients, il faut augmenter la puissance du tube oscillateur. On adopte alors un tube de puissance du type BF; le modèle 6F6 métal est excellent, car il possède une grande réserve de puissance et des blindages interne et externe convenables. En poussant la puissance du tube 6F6 il est possible, avec couplage de la 6L7 sur la cathode, d'obtenir une puissance HF convenable sur 30 Mc, mais la stabilité est mauvaise. Toutefois, l'oscillateur se comporte alors comme un véritable petit émetteur, ce qui oblige à adopter des blindages très étudiés, une séparation soignée des circuits, etc. Pratiquement inapplicable pour l'amateur.

De ce qui précède, nous pouvons conclure que l'heptode 6L7 ou EH2 a une faible pente de conversion. Le gain est notoirement plus réduit qu'avec les tubes 6A7, 6A8 et ceux plus modernes 6E8, ECH3, etc. Pratiquement, l'étage changeur de fréquence ne peut être équipé avec un tube 6L7 ou EH2 que s'il est précédé d'au moins un étage d'amplification haute fréquence. Enfin, le rendement pour les

fréquences égales ou supérieures à 14 Mc est mauvais et pour 28 Mc il est déplorable.

**Tubes mélangeurs récents.** — Les tubes combinés modernes 6E8, 6K8, EK3, ECH3, s'adaptent parfaitement au montage changeur de fréquence à deux tubes séparés. Il suffit d'attaquer la grille de la partie oscillatrice (triode) par le tube oscillateur séparé; la plaque de cette partie oscillatrice est mise à la masse ou laissée isolée. Les fonctions modulatrice et oscillatrice sont ainsi nettement séparées, ce qui est indispensable (comme nous l'avons vu) pour éviter le pulling, et l'ensemble fonctionne facilement aux fréquences de 30 Mc. Le schéma est celui de la figure 5, identique aux tubes pentagrides.

Ces tubes ont été étudiés de façon à réduire au minimum la capacité inter-électrodes, particulièrement la capacité grille de commande à plaque, ce qui améliore largement leur fonctionnement en O. C. et O. T. C. Amélioration également par de nouveaux progrès sur le souffle, la transmodulation et en même temps sur l'amplification, ceci sans préjudice pour la stabilité, la souplesse et la simplicité de fonctionnement.

Le gain de conversion est l'amplification effective réalisée entre l'amplitude du signal HF d'entrée et l'amplitude du signal MF recueilli à la sortie. Il est fonction de trois facteurs : la pente de conversion du tube, la résistance interne du tube et l'impédance de charge, c'est-à-dire l'impédance présentée à la résonance par le primaire du transformateur MF placé dans le circuit plaque du tube modulateur.

Si nous considérons un changement de fréquence équipé avec tubes 6L7 et 6C5, la pente de conversion est de 0,3 mA/V, la résistance interne est de 1 mégohm. Les tubes 6E8 et ECH3 ont une pente de 0,65 mA/V et une résistance interne de 1,25 mégohms. On voit immédiatement l'avantage de ces deux derniers types sur le groupe classique 6L7-6C5, qui est totalement éclipsé. Des résultats comparables sont obtenus avec les autres tubes modernes.

### L'OSCILLATEUR HAUTE FRÉQUENCE

**Caractéristiques.** — De la stabilité de l'oscillateur HF dépend celle du récepteur. Nous devons donc apporter tous nos soins dans ce sens.

Du point de vue mécanique, le châssis et le panneau avant seront constitués en tôle suffisamment épaisse et rigide pour éviter qu'une pression sur le cadran ne provoque une variation de fréquence. Aucune partie de l'oscillateur ne doit vibrer mécaniquement; pour cela, utiliser des connexions courtes et une construction mécanique rigide. Le récepteur devra être insensible aux chocs mécaniques.

Au point de vue électrique, la fréquence de l'oscillateur devra être insensible aux variations de tension d'alimentation et de charge. Veiller à réduire les effets thermiques, comme le lent glissement de fréquence dû à l'échauffement du tube ou du circuit de chauffage. Il faut utiliser de bons isolants et des pièces de bonne qualité, disposer judicieusement les diverses parties du récepteur.

L'oscillateur sera capable de fournir une tension et une puissance HF suffisante pour le tube modulateur sur toutes les gammes; les harmoniques devront être réduits au minimum pour éviter les interférences parasites.

On adoptera un rapport L/C du circuit oscillant aussi faible que possible (forte capacité), ce qui augmente la stabilité. La réaction ne devra être ni trop forte, ce qui augmente le taux d'harmoniques de la tension de l'oscillateur et provoque des sifflements nombreux, ni trop faible (puissance HF de sortie insuffisante).

**Oscillateur à couplage électronique.** — C'est l'oscillateur ECO bien connu. Le couplage entre le circuit d'utilisation (plaque) et le circuit oscillant (grille, cathode),

étant purement électronique, le tube doit être du type à grille écran, cette dernière devant être à un potentiel haute-fréquence nul. Le tube triode ne satisfait pas à ces conditions. Le tube à grille-écran (tétrode) convient mal, la grille-écran jouant le rôle de grille accélératrice et non celui d'un écran parfait. Il faut donc utiliser un tube penthode, dont le suppressor est relié directement à la masse et non à la cathode, comme cela est parfois indiqué. Dans ces conditions la stabilité est remarquable.

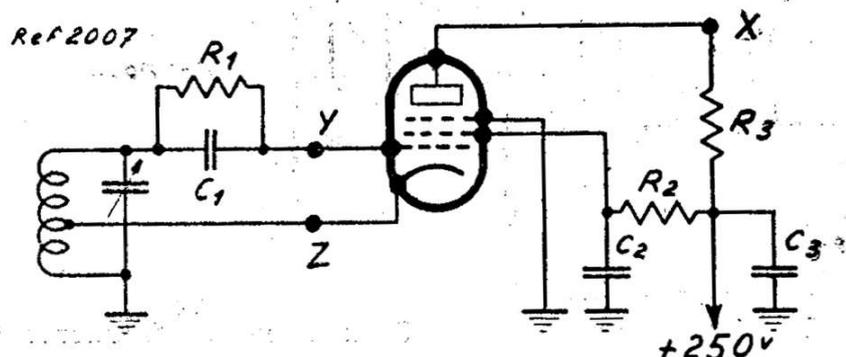


FIG. 7. — Oscillateur ECO.

$C_1$  : 100 cm.  
 $C_2, C_3$  : 0,1 mfd.  
 $R_1$  : 50.000 ohms.  
 $R_2$  : 50.000 ohms.  
 $R_3$  : 25.000 ohms.

Le schéma de l'oscillateur ECO est donné figure 7. La tension d'oscillation peut être prise en trois points : X, Y ou Z.

En prenant cette tension au point X (la connexion se fait directement à la broche plaque du support du tube), on réduit le pulling puisqu'on a un couplage électronique entre le circuit d'oscillation et le tube mélangeur. Toutefois, la tension oscillatrice est faible, ce qui limite les cas d'application.

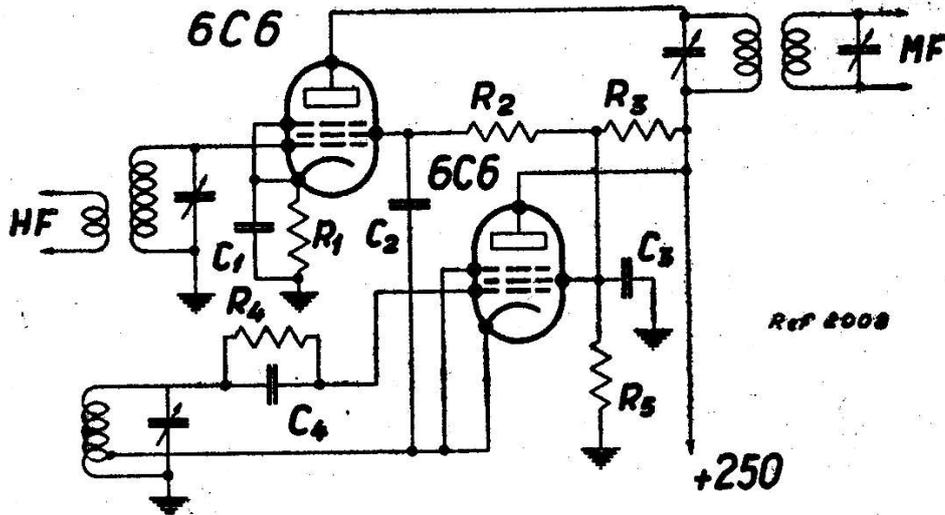
Au point Y (grille) la tension oscillatrice est plus élevée, mais la stabilité n'est plus celle de l'ECO puisqu'on perd le bénéfice du couplage électronique. Dans ce cas, la résistance plaque  $R_3$  est supprimée.

On adopte parfois la prise Z sur la cathode. La stabilité est meilleure qu'en Y, mais la tension est faible.

L'oscillateur ECO présente donc l'inconvénient de ne donner qu'une faible puissance au point X, seul point assurant réellement la stabilité du couplage électronique, puissance bien souvent insuffisante pour donner une pente de conversion convenable du tube mélangeur. De plus, dans ce montage, la cathode n'est pas à la masse; elle se trouve à une certaine tension HF, ce qui provoque (aux fréquences élevées supérieures à 14 Mc) un ronflement dû à l'induction du filament avec les tubes à chauffage 6,3 volts. Ce ronflement n'est pas gênant avec les tubes 2,5 volts et à chauffage direct.

Types de penthodes à utiliser : toute penthode HF à pente fixe telles que 57, 6C6, 6J7, AF7, EF6, etc.

**Oscillateur du récepteur HRO.** — Le récepteur HRO, bien connu pour sa stabilité, utilise un oscillateur genre ECO dans lequel la grille-écran fait office de plaque. La capacité d'accord du circuit oscillant est relativement élevée en vue d'assurer une bonne constance de la fréquence. Schéma figure 8, dans lequel nous représentons le tube mélangeur, dont le montage de l'écran est un peu spécial. Les deux tubes sont des penthodes à pente fixe, type 57, 6C6 ou 6J7.



$C_1, C_2, C_3$  : 0,1 mfd     $R_1$  : 20.000 ohms.  
 $C_4$  : 100 cm.         $R_2$  : 100.000 ohms.  
 $R_3$  : 5.000 ohms.  
 $R_4$  : 100.000 ohms.  
 $R_5$  : 30.000 ohms.

FIG. 8.  
Changement de fréquence HRO.

Nous avons vu pour l'oscillateur ECO classique (figure 7) que ce montage a l'avantage d'assurer une bonne séparation entre circuits d'accord et d'oscillation. Par contre, il présente l'inconvénient que la tension HF prélevée sur le circuit plaque du tube oscillateur (point X) est plus chargée en harmoniques que la tension prélevée en un point du circuit oscillant (points Y ou Z), ceci parce que le circuit plaque est apériodique (non accordé). De ce fait, on risque de créer des brouillages par interférences entre des signaux de fréquences plus élevées que celle du signal à recevoir et les harmoniques de l'oscillateur.

Pour obtenir une oscillation sans harmoniques notables, on prend la tension HF sur la cathode du tube oscillateur. Le couplage électronique ne se fait plus dans le tube oscillateur, mais dans le tube mélangeur en alimentant sa grille-écran par la tension HF prélevée sur la cathode du tube oscillateur (voir figure 8). La grille-écran du mélangeur va se trouver à un potentiel variable; toutefois, l'expérience montre que le pulling qui en résulte est insignifiant et ne gêne nullement.

D'autre part, la prise de cathode sur la bobine oscillateur est faite en un point convenablement choisi, de sorte que la tension HF prélevée soit pratiquement la même sur toute la gamme d'accord.

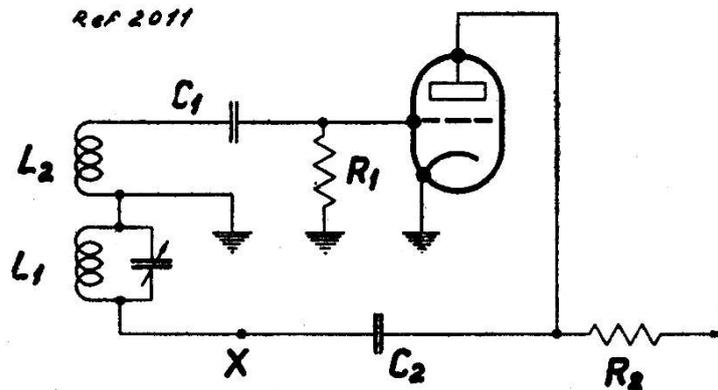
**Oscillateur ECO à tube 6F6.** — Cet oscillateur n'est pas un vrai montage à couplage électronique puisque le suppressor est relié à la cathode à l'intérieur du tube 6F6, ce qui ne permet pas de le relier directement à la masse. Néanmoins, l'expérience montre que l'on obtient un bon oscillateur donnant une puissance relativement élevée jusqu'à des fréquences de 30 Mc.

Le schéma adopté est celui de la figure 9. Le tube sera du type métal, le blindage restant isolé, ce qui augmente la puissance HF. Etant donnée cette puissance relativement élevée, on devra utiliser pour la carcasse de la bobine un isolant à très faibles pertes HF, tels que le victron ou le trolitul; la bakélite HF dite « à faibles pertes » n'est pas à conseiller. Le contacteur et le support du tube devront répondre à la même condition.

La résistance R placée sur l'alimentation plaque limite la puissance fournie par l'oscillateur. Sa valeur sera telle que le courant au point X (circuit de la résistance R, de décharge de la grille injection mélangeuse) ne soit pas inférieur à



ramener la tension plaque à la valeur voulue et de stabiliser en partie la tension. La tension oscillatrice est prise de préférence au point Y.



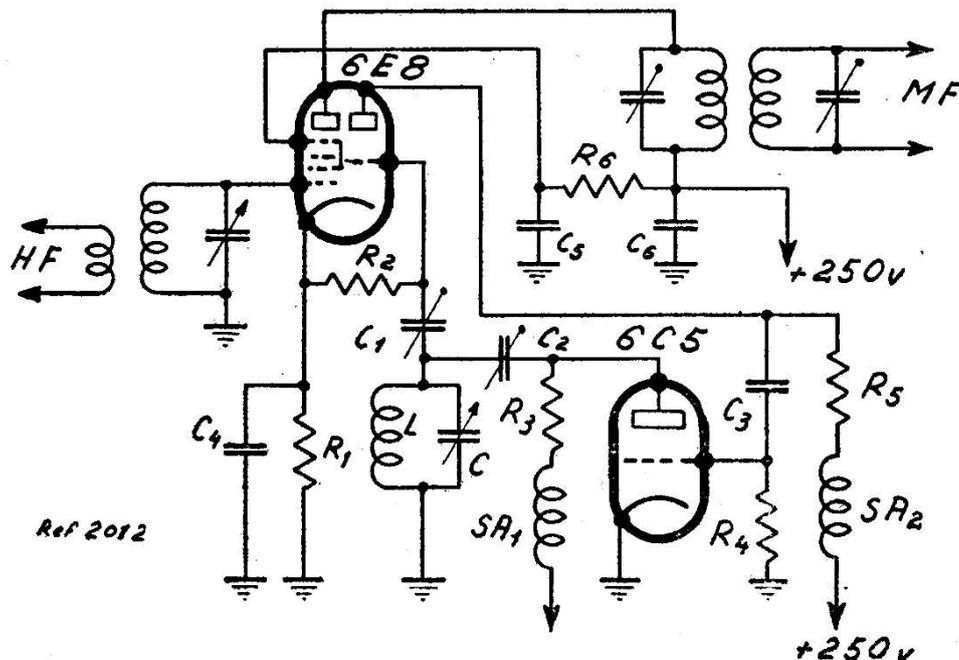
$C_1$  : 100 cm.  
 $C_2$  : 100 cm.  
 $R_2$  : 10.000 à 25.000 ohms.  
 $R_1$  : 50.000 ohms.

FIG. 11. — Oscillateur triode, alimentation parallèle.

Figure 11, schéma d'un oscillateur triode à circuit plaque accordé et alimentation parallèle. La bobine plaque se trouve shuntée par la résistance  $R_2$  de 10.000 à 20.000 ohms. Les capacités parasites étant importantes, on éprouve des difficultés dans l'oscillation aux fréquences élevées.

Les tubes à utiliser seront de préférence des triodes à forte pente (de l'ordre de 2 mA/V) qui oscillent d'une manière très stable et sans difficulté aux fréquences élevées. On utilise couramment les tubes 56, 6C5 ou mieux 6J5 et 76.

**Oscillateur Franklin.** — L'oscillateur Franklin, bien connu en émission pour



$C_1, C_2$  : 1 cm.  
 $C_3$  : 100 cm.  
 $C_4$  : 0,01 mfd.  
 $C_5, C_6$  : 0,1 mfd.  
 $R_1$  : 250 ohms.  
 $R_2$  : 50.000 ohms.  
 $R_3$  : 50.000 ohms.

$R_4$  : 100.000 ohms.  
 $R_5$  : 50.000 ohms.  
 $R_6$  : 50.000 ohms.  
 $SA_1, SA_2$  : Selfs d'arrêt 2,5  $\mu$ H.

FIG. 12. — Oscillateur Franklin,

sa grande stabilité, s'adapte parfaitement à la réception. Il utilise deux tubes triodes montés en cascade; l'amplification totale est, de ce fait, supérieure à celle donnée par un seul tube. De plus, la tension de sortie étant en phase avec la tension d'entrée, l'entretien des oscillations HF est réalisée par couplage capacitif entre l'entrée et la sortie; avantage intéressant, car on élimine ainsi la bobine de réaction. La fréquence est presque uniquement déterminée par les caractéristiques du circuit oscillant LC.

Dans le schéma de la figure 12, la partie triode d'un tube 6E8 (ou tout autre tube analogue) est couplée à un tube 6C5 uniquement par un système résistances capacités. L'amplification totale, surtout si l'on utilise des tubes à grande pente, sera importante; ceci permet d'assurer une oscillation stable avec des condensateurs de couplage  $C_1$  et  $C_2$  de faible capacité (de l'ordre de  $1 \mu\mu\text{fd}$ ). L'amortissement du circuit oscillant LC sera considérablement réduit par un couplage aussi faible; de plus, les modifications de caractéristiques des tubes n'apportent aucun changement appréciable dans l'alignement du récepteur (changement de tubes).

Un autre avantage du montage est que l'amplitude de l'oscillation est remarquablement constante sur des gammes très étendues de fréquence; la variation d'amplitude est dix fois moindre qu'avec un oscillateur à un seul tube. Enfin, le système est pratiquement insensible aux variations de tension du secteur d'alimentation.

Les bobines d'arrêt  $SA_1$  et  $SA_2$  placées dans les circuits plaque sont destinées à améliorer le couplage en ondes courtes. On peut régler l'amplitude de l'oscillation HF par ajustement de la tension plaque de la partie triode du tube mélangeur; pour cela, la bobine d'arrêt  $SA_2$  peut être reliée au curseur d'un potentiomètre de 50.000 à 100.000 ohms branché entre + HT et masse.

**Stabilisation de la tension plaque.** — Nous avons vu que la stabilité du superhétérodyne dépend de celle de l'oscillateur haute fréquence. Or, celui-ci est très sensible aux variations de tension plaque; nous devons donc maintenir la tension plaque de l'oscillateur HF à une valeur pratiquement constante. Par suite des variations de la tension du secteur électrique, et surtout de l'action de l'antifading, la tension anodique débitée par le redresseur de tension plaque est très variable, ce qui se traduit par des variations correspondantes de la fréquence de l'oscillateur haute fréquence.

Comme la tension appliquée à la plaque de l'oscillateur HF ainsi que le courant sont très faibles (environ 150 volts et 1 à 2 milliampères), les tubes régulateurs à gaz petit modèle genre VR 150-30 ou VR 105-30 et types similaires européens se prêtent remarquablement à cet usage. La chute de tension dans ces tubes est sensiblement constante pour une zone de régulation importante. On réduit de 90 % la variation de tension, ce qui est remarquable, étant donné la simplicité du montage.

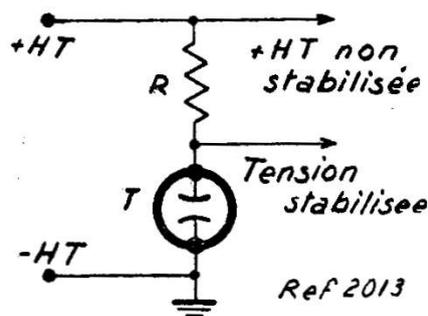


FIG. 13. — Tension plaque stabilisée.

Le schéma de base est donné figure 13. Le tube régulateur T est monté en série avec une résistance R aux bornes de la HT; celle-ci devra avoir une tension plus élevée que la tension d'allumage du tube (cette dernière est de 30 % plus élevée que la tension de régulation). La valeur de la résistance est telle que pour une haute tension moyenne (habituellement 250 volts), le courant qui traverse le tube ait une valeur également moyenne (15 à 20 mA pour les tubes américains précités). On a la formule suivante :

$$R = \frac{1.000 (E_s - E_r)}{I}$$

R est donné en ohms.  $E_s$  est la tension HT en volts.  $E_r$  la chute de tension dans le tube régulateur. I le courant maximum en milliampères que peut supporter le tube (habituellement 30 mA).

Noter que l'intensité du courant régulé utilisé devra être inférieure à l'intensité traversant le tube régulateur; la résistance R devra être supérieure à la résistance équivalente à la charge d'utilisation.

Prenons l'exemple de régulation de la tension plaque d'un oscillateur HF normal (figures 7, 10 et 11). Adoptons une tension plaque de 150 volts. Le courant plaque est toujours très faible, de l'ordre de 1 mA. Si la HT est de 250 volts, nous trouvons pour la résistance R une valeur de 5.000 ohms, ce qui est un ordre de grandeur. Il y a lieu d'ajuster exactement cette résistance; pour cela, on adopte une résistance légèrement supérieure, par exemple 6.000 ohms et on réduit sa valeur jusqu'à ce que le courant qui traverse le tube soit de 15 à 20 mA pour une valeur moyenne de la tension du secteur d'alimentation.

Si l'on désire obtenir une tension régulée plus élevée, on monte deux tubes en série. Le calcul de la résistance R se fait de la même façon. Il sera nécessaire de shunter chaque tube par une résistance  $R_1$  de 500.000 ohms de façon à faciliter l'amorçage. Voir figure 14.

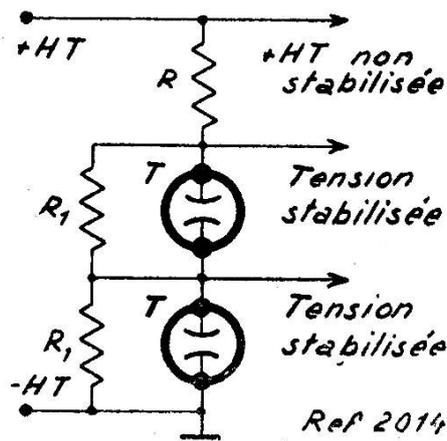


FIG. 14. — Tension plaque stabilisée.

Ce système de régulation de tension ne peut être utilisé qu'avec des circuits dont la consommation est relativement faible, de l'ordre de 10 à 20 mA pour les tubes considérés. Rappelons que lorsque l'on veut stabiliser une penthode, il suffit de réguler la tension d'écran. Ce dispositif est intéressant pour l'alimentation d'un récepteur I. V. I. dans lequel on régule uniquement la tension écran de l'étage HF et du détecteur; la stabilité est parfaite,

## L'AMPLIFICATEUR HAUTE FRÉQUENCE

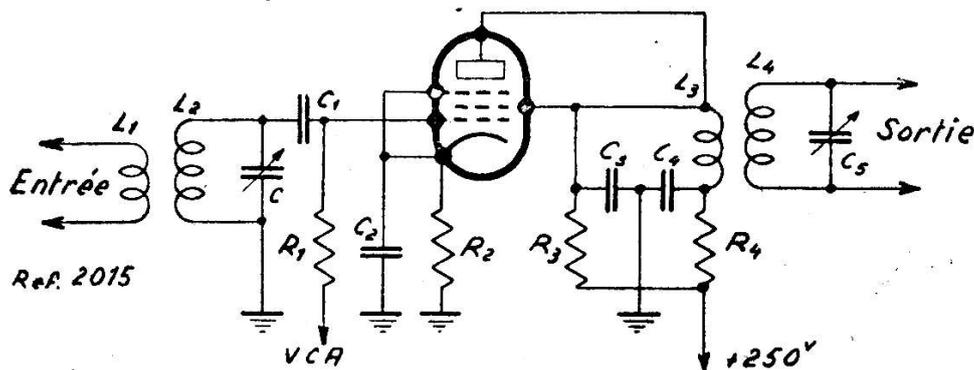
**Sélectivité.** — La sélectivité des circuits d'accord en ondes courtes est très limitée. Pour obtenir une sélectivité suffisante ou, en d'autres termes, augmenter le rapport signal-image, on utilise plusieurs circuits d'accord sous forme d'un ou deux étages haute fréquence.

Avec une moyenne fréquence de l'ordre de 450 à 480 Kc, un étage HF est indispensable, surtout pour les fréquences de 14 Mc et supérieures, afin d'éliminer la fréquence image. Deux étages sont préférables, quoique d'une réalisation plus délicate, mais beaucoup moins qu'on le croit à priori, si les précautions élémentaires sont observées. Avec MF de 1.600 Kc un seul étage HF donne un excellent rapport signal sur image jusqu'à 60 Mc.

En utilisant des tubes HF spéciaux (gland, 1851, 1852, etc.) on obtient sur les fréquences élevées (14 Mc et supérieures) une amplification sensible. On peut également adopter la réaction HF; l'accord est alors très pointu et il est difficile d'adopter le réglage unique.

Il est d'autant plus difficile de réaliser un circuit d'accord à facteur de surtension élevé et par conséquent de bonne sélectivité, que la fréquence est plus élevée. Or, il arrive que des circuits d'accord de qualité quelconque donnent de meilleurs résultats que ceux obtenus avec des circuits d'excellente qualité; ceci provient d'une réaction insoupçonnée entre circuits grille et plaque.

**Amplificateur HF avec penthode courante.** — A quelques variantes de détail près, le schéma classique est celui de la figure 15. Les circuits grille et plaque étant accordés sur la même fréquence, on utilise un tube penthode pour supprimer tout couplage à l'intérieur du tube. Il faut donc empêcher toute réaction magnétique ou statique de ces circuits en dehors du tube; les bobines seront soigneusement blindées et les connexions grille et plaque bien séparées. Ce dernier point est à observer particulièrement avec la nouvelle série de tubes à sortie grille au culot (série « single-ended », comme le type 6SK7).



$C_1$  : 100 cm.  
 $C_2$  : 0,01 mfd mica.  
 $C_3, C_4$  : 0,1 mfd.  
 $R_1$  : 0,5 à 1 mégohm  
 $R_2$  : 350 ohms.

$R_3$  : 100.000 ohms.  
 $R_4$  : 2.000 à 5.000 ohms.

FIG. 15. — Etage Haute Fréquence.

Un bon découplage des circuits est obligatoire. Il ne suffit pas de choisir des capacités convenables; les connexions des condensateurs de découplage devront être courtes, particulièrement la connexion « chaude » reliant le condensateur au circuit à découpler. Pour la connexion reliée à la masse, se souvenir qu'en O. C. un fil de 3 à 4 centimètres présente une inductance suffisante pour produire un couplage réactif si cette connexion est commune aux deux circuits grille et plaque.

Si le tube est du type à pente variable, on fait agir l'antifading sur l'amplificateur HF, ce qui évite la saturation du tube mélangeur pour les signaux puissants et, d'une façon générale, pour améliorer l'action de l'antifading. On adopte pour l'antifading le montage de la figure 15 de préférence à celui utilisé en moyenne fréquence (figure 19). La constante de temps est plus faible.

La résistance  $R_4$  de 2.000 à 5.000 ohms a pour but de découpler le circuit plaque. Les condensateurs de découplage devront avoir une réactance faible en HF (fréquence des O. C.), ce qui correspond à une capacité de 0,01  $\mu$ fd, isolement mica de préférence (sinon obligatoire). Ils seront soudés directement aux bornes des circuits à découpler.

Pour les circuits d'accord, on adoptera un rapport LC aussi élevé que possible (grande inductance, faible capacité). Toutefois, ce rapport est limité en grandeur par les capacités minima irréductibles; on peut admettre 10 à 20  $\mu\mu$ fd pour le tube et les capacités parasites auxquels on doit ajouter la capacité résiduelle du condensateur variable d'accord.

Si le circuit d'entrée est branché à une antenne, la bobine d'antenne  $L_1$  devra être réglée de façon à obtenir le couplage critique entre l'antenne et le circuit grille, ce qui donnera le maximum de rendement en énergie HF transmise. Le rapport des spires  $L_1$   $L_2$  dépend de la fréquence, du type de tube utilisé, du facteur de surtension du circuit d'accord grille et du système d'antenne; il est préférable de le déterminer expérimentalement. Noter que la sélectivité augmente quand on réduit le couplage au-dessous de cette valeur optimum, ce qui est souvent nécessaire lorsque la sélectivité est préférable à l'amplification maximum.

Le couplage des bobines  $L_3$  et  $L_4$  du transformateur HF de sortie dépend de la résistance plaque du tube, de l'impédance d'entrée de l'étage suivant, du facteur de surtension du circuit accordé  $L_4$  et  $C_5$ . La bobine plaque  $L_3$  est normalement couplée au maximum à la bobine secondaire  $L_4$ , ce qui évite l'utilisation d'un condensateur d'accord supplémentaire pour le primaire. L'énergie HF transmise est maximum quand le primaire  $L_3$  comporte un nombre de spires d'environ 2/3 à 4/5 de celui du secondaire  $L_4$ , ceci avec les penthodes courantes HF à pente variable.

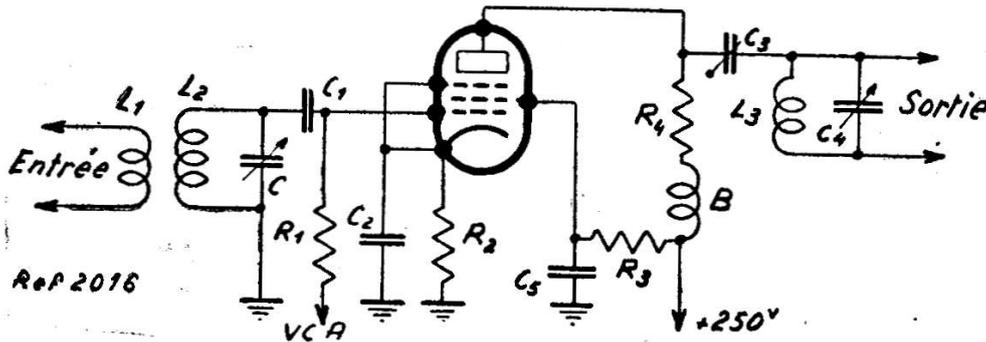


FIG. 16. — Etage Haute Fréquence.

- $C_1$  : 100 cm.  
 $C_2$  : 0,01 mfd mica.  
 $C_3$  : Voir texte.  
 $C_4$  : 0,1 mfd.  
 $R_1$  : 0,5 à 1 mégohm.  
 $R_2$  : 350 ohms.
- $R_3$  : 100.000 ohms.  
 $R_4$  : 2.000 à 5.000 ohms.  
 B : Bobine d'arrêt 2,5  $\mu$ H.

Une variante de l'étage HF est donnée figure 16. Les circuits grille et cathode sont inchangés. Le circuit plaque est apériodique; il se compose d'une résistance  $R_4$  de 500 ohms, en série avec une bobine d'arrêt de 2,5 mH du type standard ondes courtes. Le couplage au circuit accordé  $L_3$   $C_4$  de grille de l'étage suivant se fait par

un petit condensateur ajustable  $C_3$ , capacité 3-30  $\mu\text{mfd}$ , à excellent isolement HF (stéatite par exemple). Ce montage a l'avantage de supprimer le contacteur du circuit plaque dans le cas de bobines commutées, mais il est peu recommandé aux fréquences élevées. Il est largement utilisé chez les amateurs américains.

**Amplificateur HF à réaction.** — La réaction dans l'étage haute fréquence permet d'accroître à la fois l'amplification et la sélectivité. A tort, elle est peu utilisée en France et nous ne saurions trop la conseiller à l'amateur; mais il y a certaines précautions à prendre, que nous allons exposer en détail.

L'impédance d'entrée d'un tube décroît avec la longueur d'onde et peut atteindre des valeurs de quelque milliers d'ohms pour des fréquences de 50 Mc/s. Cette impédance est en parallèle sur le circuit oscillant de grille et l'amortit d'une façon considérable.

C'est la principale raison pour laquelle l'amplification HF diminue lorsque la fréquence croît. Le remède est de compenser les pertes dans le tube HF; la réaction est toute indiquée. On compense ainsi la résistance introduite dans le circuit accordé de grille par la faible résistance du tube. Bien entendu, il faut éviter l'accrochage, qui bloquerait l'ampli HF.

L'inconvénient de l'amplificateur HF à réaction est la nécessité d'un réglage supplémentaire de réaction et la difficulté d'alignement de ce circuit avec les étages HF suivants. Les effets de résonance de l'antenne (onde propre et harmoniques du circuit d'antenne) sont également à considérer; on adoptera si possible un couplage variable (inductif ou capacitif) de l'antenne pour compenser ces effets. Enfin, on constate l'accroissement du souffle.

La réaction sera utilisée pour les fréquences élevées, de l'ordre de 10 Mc et supérieures; elle est inutile aux fréquences moins élevées. En effet, si le rapport signal-parasites à la sortie de l'amplificateur HF est légèrement réduit par l'usage de la réaction, il n'en est pas de même pour ce même rapport pour l'ensemble du récepteur, ce dernier rapport étant amélioré aux fréquences élevées en raison de l'amplification supplémentaire obtenu avant le changement de fréquence. Cette amplification supplémentaire permet de réduire le souffle de conversion puisque l'on pousse moins l'amplification moyenne fréquence.

Insistons sur l'amélioration importante de sélectivité et sur la suppression de la fréquence image, si gênante pour les fréquences supérieures à 14 Mc. Ceci pour une MF de l'ordre de 470 Kc.

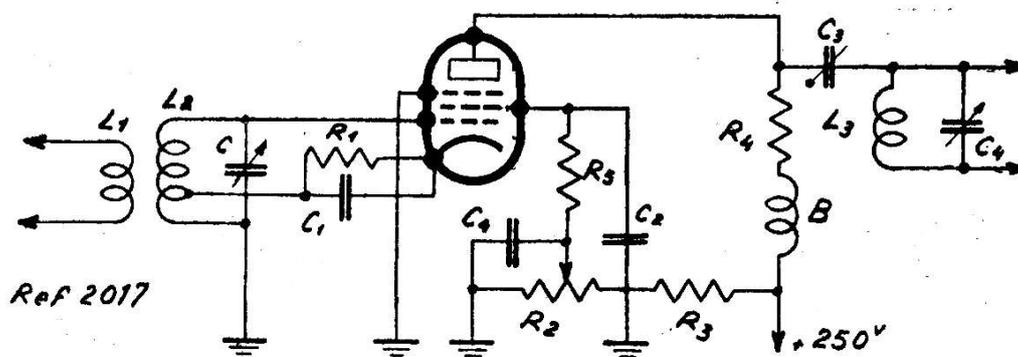


FIG. 17. — Etage HF à réaction.

$C_1$  : 0,005 mfd.

$C_2$  : 0,02 mfd.

$C_3$  : Ajustable 3-30 mmfd.

$R_1$  : 500 ohms.

$R_2$  : Potentiomètre 50.000 ohms.

$R_3$  : 25.000 ohms.

$R_4$  : 1.000 ohms.

En gros, on peut dire que le résultat d'un étage HF à réaction équivaut à celui de deux étages HF non réactifs. Pratiquement, si l'on craint les difficultés d'alignement, le plus simple est d'adopter un accord séparé pour la HF à réaction, ce qui ne compliquera pas sérieusement le réglage pour un amateur entraîné et permettra d'obtenir le maximum de rendement du montage.

La figure 17 représente un étage d'amplification HF à réaction. Celle-ci est obtenue par couplage électronique. La résistance  $R_1$  de 500 ohms est la résistance cathodique de polarisation; elle est shuntée par le condensateur mica  $C_1$  de 0,005  $\mu$ fd pour le passage du courant HF. Pas d'antifading. La réaction est contrôlée par variation du courant écran à l'aide du potentiomètre  $R_2$ . La résistance  $R_3$  limite la tension d'écran lorsque  $R_2$  est nulle. Le circuit plaque est apériodique, mais on peut, sans modifier le reste du montage, adopter le couplage par transfo HF comme pour la figure 15. Le tube est du type penthode à pente variable, de préférence à faible souflic (EF8 ou mieux : 1853).

Certains auteurs préconisent l'utilisation d'une penthode à pente fixe qui procurerait une meilleure amplification. Le montage est identique, seule la valeur de la résistance cathodique  $R_1$  est à modifier suivant les indications du constructeur du tube (fonctionnement en classe A).

**Présélecteur à réaction avec tubes 1851 ou 1852.** — Il existe de nombreux schémas de présélecteurs destinés à être placés avant un superhétérodyne ne possédant pas d'amplification HF. Ces présélecteurs, avec ou sans réaction, comportent un circuit plaque apériodique comme figures 16 et 17, et le couplage avec le récepteur se fait par condensateur ajustable et câble blindé. Les schémas 16 et 17 correspondent exactement au montage, dans lequel le circuit  $L_3 C_4$  est le circuit d'entrée du superhétérodyne. Ce couplage donne de bons résultats pour les fréquences inférieures à 10 Mc, mais a un mauvais rendement pour les fréquences supérieures; or, c'est surtout aux fréquences élevées que le présélecteur HF est utile pour supprimer la fréquence image et augmenter la sensibilité.

Nous lui préférons le montage suivant, bien supérieur à tous points de vue. Schéma figure 18, utilisant les tubes penthodes 1851 ou 1852, spécialement conçus pour l'amplification HF en O. T. C. (télévision) et d'un rendement très élevé à ces fréquences. On peut d'ailleurs utiliser des penthodes standards, sous réserve de quelques modifications; le rendement sera plus faible qu'avec les tubes spéciaux précités, mais cependant infiniment supérieurs à celui obtenu avec le montage à circuit plaque apériodique.

Ce qui va suivre sur les tubes 1851 et 1852 donnera les indications utiles à leur utilisation dans un amplificateur normal sans réaction.

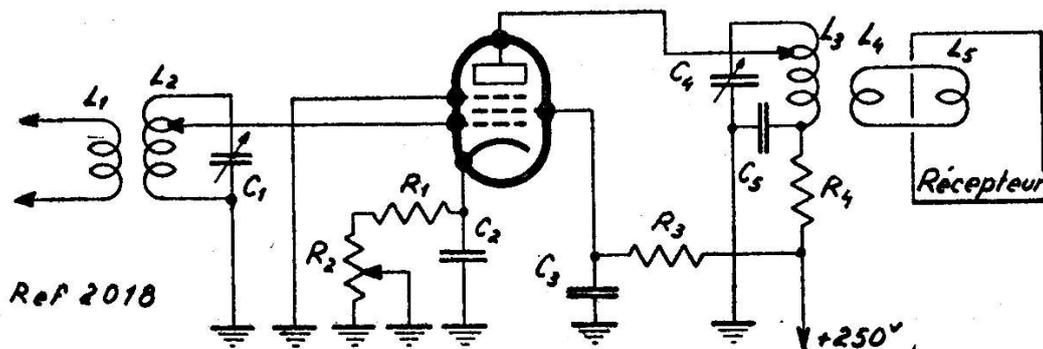


FIG. 18. — Présélecteur à réaction.

$C_2$  : 0,1 mfd.  
 $C_3, C_4$  : 0,01 mfd mica.  
 $R_1$  : 200 ohms.       $R_3$  : 50.000 ohms.  
 $R_2$  : Pot 10.000 ohms.       $R_4$  : 2.000 à 5.000 ohms.

Le montage de la figure 18 comporte deux circuits accordés, l'un sur la grille, l'autre sur la plaque. Lorsque ces deux circuits sont accordés sur la même fréquence, en raison de la grande pente de ces tubes, il se produit une réaction suffisante (malgré les blindages) pour provoquer l'accrochage. On règle cet accrochage par la résistance variable cathodique  $R_2$  de 10.000 ohms placée en série avec la résistance fixe  $R_1$  de 200 ohms, cette dernière fixant la polarisation minimum du tube. Découpler la cathode par deux condensateurs, l'un de 0,01 à 0,1  $\mu\text{fd}$  papier, l'autre de 0,002  $\mu\text{fd}$  mica. La bobine  $L_2$  sera fortement couplée à la bobine d'antenne  $L_1$ , ce qui réduira la tendance à l'accrochage.

Les tubes 1851 et 1852 présentent une faible impédance d'entrée, spécialement aux fréquences supérieures à 25 Mc. Pour réduire l'amortissement du circuit oscillant d'entrée, la grille est reliée non pas à l'extrémité de la bobine d'accord mais à une prise intermédiaire, approximativement au point milieu. Ceci réduit de 75 % la charge de grille, sans diminuer la tension HF d'entrée, grâce au coefficient de surtension élevé obtenu avec le montage à prise. Non seulement la sélectivité et l'élimination de la fréquence image sont largement améliorés, mais encore l'alignement est grandement facilité par simple modification de la position de la prise sur la bobine grille.

De même la plaque sera reliée à une prise sur la bobine du circuit accordé de plaque  $L_3$   $C_4$ . En principe, cette prise est faite à 2 ou 3 spires à partir du + HT. Cette prise est rendue nécessaire en raison de la pente élevée des tubes considérés. On règle la prise de façon à avoir l'accrochage à environ moitié valeur de la résistance variable placée dans le circuit de cathode.

L'adoption des prises sur les bobines accordées grille et plaque réduit au minimum les capacités parasites placées en parallèle sur ces bobines (capacité des tubes); on obtient ainsi une gamme d'accord plus étendue avec des condensateurs variables de capacité donnée. C'est ainsi qu'avec un C. V. d'une capacité maximum de 50  $\mu\text{fd}$  et en utilisant des bobines interchangeable, on obtient en fréquence une gamme approximative de 2 à 1; il faudrait adopter des C. V. d'au moins 75  $\mu\text{fd}$ .

Les bobines grille et plaque sont rigoureusement identiques entre elles afin de maintenir l'alignement sur tout le cadran des deux condensateurs d'accord montés en ligne. Pratiquement, par suite de la présence des bobines d'antenne et du couplage par ligne, la variation de fréquence n'est pas égale pour les deux circuits oscillants. On cherchera par essais la position des prises qui compense cet effet et maintient l'alignement.

Les bobines de couplage par ligne  $L_4$  et  $L_5$  entre le présélecteur et le récepteur comportent 3 spires pour les fréquences de 1,5 à 10 Mc et 2 spires pour les fréquences 10 à 35 Mc. La ligne est en câble à deux fils torsadés classique.

Les bobines antenne et couplage par ligne seront enroulées soit en bout des bobines grille et plaque, soit au-dessus de ces dernières, après interposition de petites baguettes isolantes de façon à obtenir un léger écartement. Elles seront placées du côté « froid », c'est-à-dire côté masse. Utiliser le même fil que celui des circuits accordés.

**Comparaison des tubes haute fréquence.** — Cette comparaison s'applique aussi bien aux étages HF avant détectrice à réaction et avant changement de fréquence.

Pour les fréquences inférieures à 10 Mc, les tubes standards conviennent parfaitement; le rapport signal-parasites, l'amplification et la sélectivité d'un étage amplificateur HF sont bons. Pour les fréquences supérieures à 10 Mc, et dès que

L'on atteint 15 Mc, on constate qu'il n'en est plus de même et le choix du tube doit être basé sur des considérations contradictoires; il faut adopter un compromis.

Les pentodes à forte pente, tels les tubes 1851, 1852, EF50, SP6U1, donnent une amplification supérieure aux tubes standards et le souffle est moindre. Mais ils présentent un effet de charge d'entrée grille plus important, ce qui diminue la sélectivité et tend à réduire l'amplification.

Les pentodes standards type 6J7, 6K7, EF6, EF9, 6M7 chargent moins le circuit d'entrée aux fréquences élevées, l'amplification est modérée, le souffle relativement fort. La penthode EF8 est à faible souffle.

Les tubes glands (acorn) et les pentodes miniatures équivalentes sont excellentes quant à la charge d'entrée, l'amplification est sensiblement la même que celle des types standards, le souffle est plus faible. Les tubes glands ont le grave défaut d'être fragiles et leur durée est limitée (100 à 300 heures).

Lorsque la sélectivité est la condition primordiale, les tubes glands sont les meilleurs; viennent ensuite les pentodes standards et, en dernier lieu, les 1851 et similaires. Si on se place au point de vue du souffle et de l'amplification, en premier lieu viennent les 1851 et similaires, puis les glands et, enfin, les tubes standards.

En O. T. C., pour 56 Mc les types standards sont encore utilisables, mais les glands ont un meilleur rendement en raison de leur faible charge d'entrée. Pour les fréquences plus élevées (112 Mc et supérieures) les seuls types utilisables en ampli HF sont les tubes glands : types américains 954 et 956, 9001 et 9003 (ces derniers plus robustes et moins chers); types européens 4671, 4672 et 4695.

**Le souffle ou bruit de fond.** — Chose que l'on ignore bien souvent, le souffle ou bruit de fond provient presque entièrement du tube d'entrée et du bobinage d'entrée, car le souffle qu'ils produisent subit l'amplification la plus grande.

Le souffle produit par un bobinage est proportionnel à son impédance. Un bon bobinage (qui présente une grande impédance) souffle plus qu'un mauvais bobinage (faible impédance), mais avec le premier l'amplification du signal étant beaucoup plus élevée, le rapport signal-souffle sera bien supérieur et l'avantage sera toujours pour le bon bobinage. On ne doit donc pas chercher à réduire le souffle en agissant sur les bobinages.

Voyons du côté des tubes. On a choisi comme étalon de souffle la tension aux bornes d'une résistance d'un ohm insérée dans le circuit grille d'un tube. Si on insère une résistance de 10.000 ohms la tension due au souffle augmente à la sortie du tube comme la racine carrée de 10.000. Ce souffle provient de la tension produite dans la résistance par le phénomène du mouvement électronique à l'intérieur de tout conducteur. On peut donc comparer un tube radio à une résistance, celle-ci étant d'autant plus élevée que le souffle produit est plus intense. Dans ces conditions, on a trouvé les valeurs suivantes : tube EF8 3.000 ohms, tube 6K7 15.000 ohms, tube EK3 50.000 ohms, tube 6A8 100.000 ohms. On voit que les tubes pentodes à concentration électronique (EF8, 6M7) sont les meilleurs quant au souffle, alors que les tubes à nombreuses grilles (heptodes, octodes) sont mauvais sous ce rapport. D'où avantage à utiliser un étage à amplification HF à tube penthode à concentration électronique avant le tube à grilles multiples changeur de fréquence.

Le souffle est aussi une fonction de la bande passante. On conçoit facilement que plus la bande passante sera large, plus le souffle résultant sera important. Un poste sélectif aura donc un rapport signal-souffle plus favorable qu'un poste peu sélectif. Donc, nouvel avantage d'un étage HF.

Le souffle produit par les étages MF est trop faible pour qu'il soit gênant. La tension due au souffle est relativement élevée, mais le signal est déjà amplifié par

l'étage changeur de fréquence; le rapport signal-souffle est, dès l'entrée à l'amplificateur moyenne fréquence, trop élevé pour être influencé par le souffle du ou des étages MF. Ces derniers ne changent pas le rapport signal-souffle.

Il est inexact de dire que deux étages moyenne fréquence produisent plus de souffle qu'un seul étage pour un même signal. Le rapport signal-souffle reste le même quel que soit l'amplification MF. Bien souvent on confond le souffle avec l'accrochage, ce qui arrive souvent avec deux étages MF qui fonctionnent trop près du point d'accrochage, d'où le bruit de fond bien connu de la détectrice à réaction.

Pour obtenir, en plus des précautions ci-dessus, un signal-souffle élevé dès l'entrée, utiliser une bonne antenne extérieure dégagée et bien établie. Le couplage antenne devra être optimum et on apportera tous ses soins pour avoir un bon facteur de surtension du circuit accordé de grille du premier tube. Il n'existe pas de récepteur sensible qui, fonctionnant sans antenne, ne produise pas de bruit de fond.

Dans un amplificateur HF ayant un bon rapport signal-souffle, le souffle produit par le bobinage d'entrée peut être supérieur à celui provenant du tube. Pour le vérifier, relier la grille à la masse par un condensateur de 0,01  $\mu$ fd et observer si l'on obtient une réduction du bruit de fond. Si l'on n'observe pas de changement, le souffle dû au tube prédomine, ce qui indique un mauvais rapport signal-souffle de l'étage HF. Cet essai n'est pas valable avec un amplificateur à réaction. Bien entendu, ce rapport décroît lorsque la fréquence augmente, car aux fréquences élevées il est de plus en plus difficile d'obtenir un bon facteur de surtension des bobinages.

(à suivre)

J. BASTIDE F8JD

---

## Q S A et Q R K

---

### FORCE DES SIGNAUX

Q S A 1 : à peine perceptible  
 Q S A 2 : faible  
 Q S A 3 : assez bon  
 Q S A 4 : bon  
 Q S A 5 : très bon

### LISIBILITÉ DES SIGNAUX

Q R K 1 : illisible  
 Q R K 2 : lisible par instants  
 Q R K 3 : lisible, mais difficilement  
 Q R K 4 : lisible  
 Q R K 5 : parfaitement lisible

---

# Les Récepteurs d'ondes courtes à changement de fréquence

(Suite)

## LES BOBINAGES HAUTE FRÉQUENCE

Tout circuit oscillant se compose d'une inductance (improprement appelée « self ») et d'une capacité. On démontre, et l'expérience le confirme, que les pertes dans le condensateur sont beaucoup moins importantes que celles dans l'inductance. On doit donc porter tous ses soins à la construction des bobines et on améliore la qualité du circuit oscillant en améliorant la qualité de la bobine.

La qualité d'une bobine est définie par son facteur de surtension  $Q$ . Ce facteur de surtension est donné par la formule simple

$$Q = \frac{L \omega}{R}$$

dans laquelle  $L$  est le coefficient de self-induction de la bobine,  $\omega$  la pulsation du courant haute fréquence,  $R$  la résistance de la bobine à la fréquence considérée. Nous allons étudier de quelle façon nous devons construire nos bobines pour obtenir un facteur de surtension aussi élevé que possible.

Les bobines pour ondes courtes seront avantageusement à air; la construction est facile par l'amateur et leur rendement est excellent.

**Carcasse de la bobine.** — Elle doit être indéformable et insensible à l'humidité et à la chaleur; c'est d'elle que dépend une bonne partie de la stabilité du récepteur. Le facteur  $Q$  varie peu avec la matière composant la carcasse si l'épaisseur du tube isolant est faible.

Les produits synthétiques tels que rexol, trolitul se ramollissent à faible température. Les quartz, pyrex, stabonite sont excellents mais difficiles à trouver et chers. Nous conseillons soit la bakélite moulée polymérisée (sans odeur) pour les bobines interchangeables, soit le carton bakélisé à faibles pertes haute fréquence (fréquentite).

*Que vous soyez constructeur ou revendeur...  
la parfaite présentation de votre matériel  
exige sa connaissance totale !*

**OM ET PROFESSIONNELS  
confiez ce soin à un RADIOTECHNICIEN**

J. A. NUNÈS FBTS SPÉCIALISÉ EN PUBLICITÉ RADIO DEPUIS 1923  
38, AVENUE DE NEUILLY - NEUILLY-SUR-SEINE - TÉL. MAILLOT 56-57

Créations ● dessins ● photos ● retouches ● clichés ● catalogues ● campagnes publicitaires

TOUTE LA PUBLICITE SOUS TOUTES SES FORMES

deffite) pour les bobinages commutés. Prendre des carcasses aussi minces que possible.

**Forme cylindrique,** diamètre 25 à 38 mm. pour les bobines interchangeables, diamètre 12 à 20 mm. pour les bobines commutées. On aura avantage à fileter le tube formant la carcasse pour maintenir les spires en place; ces rainures ne devront pas avoir une profondeur supérieure au  $1/3$  ou  $1/2$  diamètre du fil.

Ne jamais utiliser de fer ou d'acier pour la fixation des carcasses. L'utilisation d'une tige filetée en cuivre dans l'axe du tube, pour la maintenir, est à prohiber, sous peine d'amortissement du circuit, d'où diminution du facteur de surtension  $Q$ .

**Influence du fil.** — Le fil divisé (Litzendraht) ne présente aucun avantage, il apporte même des pertes supplémentaires dans l'isolant, qui augmentent vite avec la fréquence. Utiliser du fil plein, diamètre  $6/10$  à  $16/10$ . Le fil nu s'oxydant rapidement, on a intérêt à adopter du fil émaillé; comme pour les fréquences supérieures à 10 Mc on adopte des bobines à spires non jointives, on n'a pas à craindre aux fréquences élevées de pertes entre spires par l'isolant.

Le fil émaillé recouvert d'une couche soie est excellent. Mais la soie doit être de couleur rose ou grège; prohiber la soie verte, dont la teinture est à base de chrome et de sels magnétiques.

On utilise également le fil à deux couches soie ou à deux couches coton. Ce dernier étant très hygrométrique, doit être imprégné d'un vernis isolant à faibles pertes HF (cire diélectrique, paraffine neutre, vernis cellulosique), la couche de vernis devant être aussi faible que possible.

**Forme du bobinage.** — C'est un point important, bien souvent négligé. Pour une longueur de fil donnée, le maximum de self-induction est obtenu lorsque le bobinage est le plus compact possible. Pour une bobine cylindrique, ce maximum est atteint pour le rapport diamètre sur longueur égal à 2,5 sensiblement. Toutefois, comme la capacité répartie croît avec le diamètre des spires, l'expérience montre que l'on peut prendre ce rapport égal à l'unité, c'est-à-dire la longueur égale au diamètre.

Le minimum de pertes est obtenu lorsque les spires sont espacées d'un intervalle égal au diamètre du fil. On a d'ailleurs avantage à augmenter légèrement cet intervalle (de 25 à 50 %). On détermine ainsi le diamètre du fil à adopter.

Notons au passage que les bobinages toroïdaux présentent le minimum de pertes puisque leur champ est complètement fermé à l'intérieur. En O. C. et O. T. C. on obtient des facteurs de surtension supérieur à 2.000, alors qu'il n'est que de 150 à 200 pour les bobinages cylindriques à air. On arrive ainsi à une qualité voisine à celle d'un filtre à cristal de quartz.

**Blindages.** — Il faut supprimer toute action directe (magnétique et statique) entre les bobines des différents étages. On utilise pour cela soit des blindages cylindriques ou carrés, soit des écrans plans disposés convenablement. Le blindage sera en métal non magnétique, de bonne conductibilité (cuivre, ou aluminium) et d'épaisseur suffisante (minimum 1 mm.).

Le blindage est le siège de courants induits et le champ produit est en opposition avec celui du bobinage; de ce fait, il absorbe de l'énergie HF au circuit oscillant (il se comporte comme une spire en court-circuit), ce qui diminue le coefficient de self-induction, donc le facteur de surtension  $Q$ .

Le diamètre d'un blindage doit être au moins le double de celui du bobinage et la distance entre le fond du blindage et l'extrémité de la bobine la plus proche doit être au moins égale au diamètre, sinon on s'expose à des surprises désagréables.

Avec les distances ci-dessus, le coefficient de self-induction diminue de 10 à 15 % et le facteur de surtension de 5 à 10 %.

Pour être efficace, un blindage doit être mis franchement à la masse du châssis. Veiller soigneusement à cette condition et faire la chasse aux mauvais contacts si le blindage est en aluminium.

**Valeur des bobinages.** — Les valeurs que nous donnons ci-après sont approximatives, car elles ne peuvent tenir compte des capacités et inductances supplémentaires dues au câblage. On doit toujours ajuster sur le récepteur les différentes bobines; le principe de la « boucle » ou spire de réglage permet de faire varier la self-induction d'une bobine sans coupure du fil.

A)) *Accord avec C. V. standard 465  $\mu\mu\text{fd}$ .* — 1° Voici, à titre de base, les caractéristiques de trois bobines avec accord par condensateur variable standard de 15 à 465  $\mu\mu\text{fd}$ , le diamètre de la carcasse du bobinage étant de 15 mm. :

Gamme 7 à 22 Mc (13,50 à 43 mètres) : self-induction 0,94  $\mu\text{H}$ . 10 spires non jointives, fil 7/10 émail, réparties sur 15 mm. de longueur.

Gamme 2,7 à 8 Mc (37,50 à 110 mètres) : self-induction 6,7  $\mu\text{H}$ . 26 spires jointives fil 5/10 émail, longueur 15 mm.

Gamme 1 à 3 Mc (100 à 300 mètres) : self-induction 48,5  $\mu\text{H}$ . 76 spires jointives, fil 25/100 émail, longueur 20 mm.

Ces valeurs ne tiennent pas compte des capacités parasites dues aux connexions, trimmers, commutateur, ni à l'influence des blindages.

2° Toujours avec le même C. V. standard et une moyenne fréquence de 460 à 480 Kc, voici les valeurs des bobinages pour changement de fréquence, exécutés sur tube diamètre extérieur 12 mm. Il est tenu compte du commutateur et des fils de connexions. Il n'est pas prévu de padding. De préférence faire fonctionner l'oscillatrice sur la fréquence la plus faible.

a) Gamme 9 à 24 Mc : circuit d'accord. Primaire ( $L = 7,4 \mu\text{H}$ ) : 20 spires jointives, fil 20/100 sous soie, longueur 3 mm. Secondaire ( $L = 0,54 \mu\text{H}$ ) : 6 1/2 spires, fil 5/10 émail, longueur 6 mm., trimmer 35  $\mu\mu\text{fd}$ . Couplage 2 mm. entre primaire et secondaire.

Circuit oscillatrice. Circuit accordé ( $L = 0,61 \mu\text{H}$ ), 7 spires, fil 5/10 émail, longueur 6 mm., trimmer 35  $\mu\mu\text{fd}$ . Circuit d'entretien ( $L = 0,68 \mu\text{H}$ ), 6 spires, fil 20/100 soie longueur 3 mm. Couplage serré.

b) Gamme 3,5 à 10 Mc : circuit d'accord. Primaire ( $L = 51 \mu\text{H}$ ), nid d'abeille, 60 spires, fil 15/100 soie. Secondaire ( $L = 4,90 \mu\text{H}$ ), 22 1/2 spires, fil 4/10 émail, longueur 12 mm., trimmer 35  $\mu\mu\text{fd}$ . Couplage 3 mm. entre primaire et secondaire.

Circuit oscillatrice. Circuit accordé ( $L = 5,55 \mu\text{H}$ ), 25 spires, fil 4/10 émail, longueur 12 mm., trimmer 35  $\mu\mu\text{fd}$ . Circuit entretien ( $L = 4 \mu\text{H}$ ), 18 spires, fil 20/100 soie, longueur 6 mm. Couplage serré.

B) *Accord avec C. V. de 140  $\mu\mu\text{fd}$ .* — C'est la capacité à conseiller pour avoir un bon étalement des bandes. On couvre la gamme 1,7 à 30 Mc en quatre sous-gammes.

Voici, d'après l'ouvrage « La Réception Moderne des Ondes Courtes », de A. Planès-Py et J. Gély, les valeurs de base pour la réalisation de la mono-commande d'un superhétérodyne O. C. :

Gammes en Mc	Longueur d'ondes en mètres	Self- induction accord	MF - 450/480		MF - 1.600	
			Self- induction oscillat.	Padding $\mu\text{fd}$	Self- induction oscillat.	Padding $\mu\text{fd}$
1,7 - 4	75 à 175	50 $\mu\text{H}$	40 $\mu\text{H}$	1.300	30 $\mu\text{H}$	600
3,7 - 7,5	40 à 81	14 $\mu\text{H}$	13,2 $\mu\text{H}$	2.200	10 $\mu\text{H}$	1.000
7 - 15	20 à 43	3,5 $\mu\text{H}$	3 $\mu\text{H}$	4.500	2,7 $\mu\text{H}$	2.500
14 - 30	10 à 21,5	0,8 $\mu\text{H}$	0,78 $\mu\text{H}$	néant	0,72 $\mu\text{H}$	6.000

Les bobinages étant des solénoïdes à une seule couche, la formule approximative donnant le nombre de spires est la suivante :

$$N = \sqrt{\frac{3 A + 9 B}{0,008 A^2}} L$$

dans laquelle A est le diamètre du bobinage en millimètres. B la longueur en millimètres. L la self-induction en microhenrys ( $\mu\text{H}$ ). On se fixe le diamètre et la longueur du bobinage; on choisira la longueur égale à 1 ou 1,5 fois le diamètre, suivant le diamètre du fil et suivant que l'enroulement est à spires jointives ou non jointives.

La formule ci-dessus donne le nombre de spires d'un bobinage non couplé à un autre enroulement. Lorsqu'il y a couplage, la self-induction diminue; on devra donc prévoir un peu plus large en nombre de spires que celui donné par le calcul, d'autant qu'il est toujours facile de débobiner un peu de fil par la suite.

C) *Bobinages Handbook*. — Les valeurs des bobines données par le Handbook peuvent être utiles. Chaque bobine possède un trimmer 3-30  $\mu\text{fd}$ . La commande unique se fait avec des condensateurs variables en ligne de 20  $\mu\text{fd}$ , le but poursuivi étant de couvrir les gammes d'amateurs; l'alignement est facile sur des bandes aussi étroites. Le couplage entre l'étage HF et le tube mélangeur est celui de la figure 16. L'oscillateur est du type ECO, suivant figure 7.

Bande en mètres	Bobine antenne	Bobines HF et mélangeur	Bobine oscillateur	Prise ECO (depuis la masse)
10	2 spires	5 sp. long. 25 mm.	5 sp. long. 25 mm.	1 spire
20	3 spires	12 sp. long. 25 mm.	12 sp. long. 25 mm.	2 spires
40	6 spires	23 spires jointives	22 spires jointives	3 1/2 sp.
80	10 spires	50 spires jointives	44 spires jointives	6 spires
160	12 spires	108 spires jointives	85 spires jointives	9 spires

Les bobines 10, 20, 40 mètres sont en fil 65/100 deux couches coton. La bobine 80 mètres en fil 5/10 deux couches soie. La bobine 160 mètres en fil 3/10 émaillé. Elles sont enroulées sur des tubes diamètre 30 millimètres.

**Rapport des bobinages.** — Les bobines étant (dans la plupart des cas) couplées, il y a lieu de tenir compte du rapport de spires entre les deux enroulements.

La bobine d'antenne est du type à faible impédance. On adopte le tiers du nombre de spires du secondaire (circuit d'accord). Spires jointives en fil 20 à 30/100; deux couches soie, enroulées côté masse du secondaire. Distance entre les deux enroulements, 3 à 5 millimètres.

Le primaire des transformateurs haute fréquence aura un nombre de spires égal à celui du secondaire (circuit accordé). Mêmes règles que ci-dessus, mais couplage un peu plus serré.

L'enroulement de réaction de l'oscillateur HF varie suivant le montage utilisé. En règle générale, utiliser le minimum possible de spires et coupler très serré avec le circuit accordé (toujours côté masse). On peut enrouler la bobine de réaction entre les spires du circuit accordé, ce qui donne le couplage maximum possible.

### L'AMPLIFICATION MOYENNE FREQUENCE

**Choix de la fréquence.** — La qualité primordiale demandée à l'amplificateur moyenne fréquence est la sélectivité; mais celle-ci est un compromis entre plusieurs facteurs contradictoires. En diminuant la fréquence MF on augmente la sélectivité et l'amplification, mais on rapproche la fréquence image de celle du signal, ce qui augmente le pulling. En augmentant la fréquence MF on améliore rapidement le rapport signal-image et on réduit le pulling, mais la sélectivité et l'amplification sont faibles; toutefois, la réduction de l'amplification est moins importante que celle de la sélectivité.

Avec une MF de 450 à 480 Kc on a, pour les fréquences inférieures à 10 Mc, une bonne sélectivité, une élimination satisfaisante de la fréquence image et un très faible pulling. Aux fréquences de l'ordre de 15 Mc, l'image devient gênante si le tube mélangeur est connecté directement à l'antenne; ce défaut disparaît avec un étage d'amplification HF. Au-dessus de 15 Mc, le pulling sera très sensible, à moins d'utiliser un couplage très lâche entre mélangeur et oscillatrice (tubes séparés).

Avec une MF de 1.600 Kc l'image est pratiquement éliminée jusqu'aux O. T. C. (56 Mc) et le pulling peut être réduit à une valeur négligeable. Mais la sélectivité MF est considérablement abaissée, d'où obligation d'utiliser au moins deux étages MF.

Pour les fréquences supérieures à 28 Mc, la meilleure solution est d'utiliser le double changement de fréquence: un premier changement pour la réduction de la fréquence-image (par exemple MF de 5 à 10 Mc), un second pour l'amplification et la sélectivité (une MF de 470 Kc est toute indiquée). Toutefois, prendre garde aux réactions, souvent violentes, entre ces différentes fréquences; les choisir en conséquence, blinder soigneusement les circuits et éloigner au maximum les deux groupes de moyenne fréquence.

**Amplificateur MF 470 Kc.** — Un superhétérodyne O. C. doit comporter deux étages d'amplification moyenne fréquence, même s'il est précédé d'un ou deux étages d'amplification haute fréquence. Le rôle de ces derniers est surtout de pré-sélection et non d'amplification. Deux étages MF donnent la grande sensibilité indispensable, et comme la sélectivité réside dans la MF on a avantage à avoir de ce côté le maximum de circuits accordés.

De plus, disposant d'une grande amplification MF, la tension antifading sera plus élevée et son action d'autant meilleure qu'elle agira sur un plus grand nombre de tubes. En O. C. le fading est très important et il sera corrigé plus facilement.

Figure 19, le schéma classique d'un étage MF. Le second étage sera la copie du premier. Nous retrouvons le montage de l'amplificateur HF, mais comme la fréquence est fixe et réglée une fois pour toutes, les transformateurs ont leur primaire et leur secondaire accordés, ce qui donne la sélectivité maximum, supérieure à celle d'un primaire apériodique à couplage serré avec secondaire accordé (cas de la figure 15).

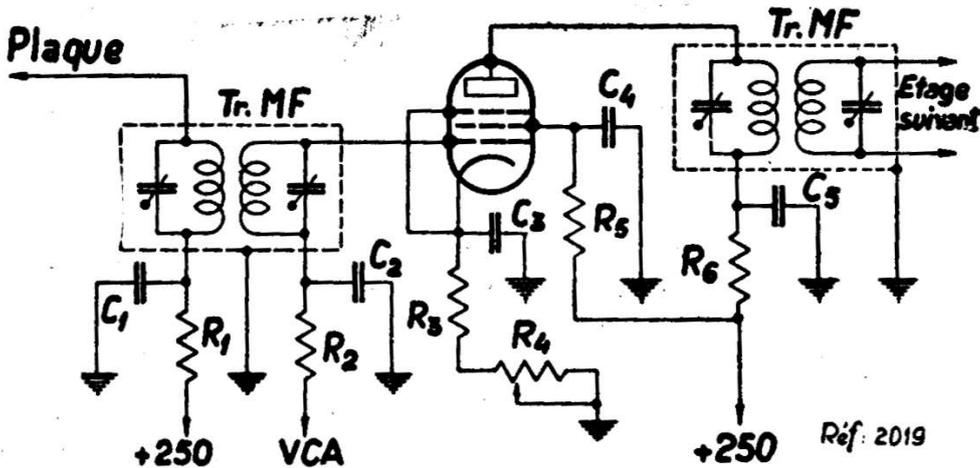


Figure 19. — Etage moyenne fréquence.

$$\begin{aligned} C_1 = C_3 = C_4 = C_5 &= 0,1 \mu\text{F} \\ C_2 &= 0,01 \mu\text{F} \\ R_1 = R_6 &= 2.000 \text{ ohms} \\ R_2 &= 100.000 \text{ ohms.} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_3 &= 300 \text{ ohms} \\ R_4 &= \text{pot } 5.000 \text{ ohms} \\ R_5 &= 100.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Les éléments entrant dans la constitution d'un ampli MF ne souffrent pas la médiocrité. Les transfos seront du type à rendement élevé, à fer pour les deux premiers et à air pour le dernier (précédent la détection); s'ils sont munis de trimmers, choisir de préférence ces derniers à air. Les condensateurs de découplage, de première qualité, seront du type non inductif; l'armature extérieure doit être mise à la masse. Les découplages doivent se faire au ras des organes à découpler (voir ce que nous avons dit au sujet de l'ampli HF). Les condensateurs de découplage des enroulements MF seront avantageusement logés dans le blindage du transfo, avec sortie masse séparée.

Ecarter immédiatement les connexions à la sortie du transfo MF. Veiller à ce qu'elles ne soient pas trop rapprochées et parallèles. Chaque connexion traversera de préférence le châssis par un trou individuel et non par un trou central unique de grand diamètre.

Les résistances  $R_1$  et  $R_6$  placées entre primaire et + HT servent de découplage et évitent toute réaction parasite. Si on n'utilise pas d'antifading, le groupe  $R_2$   $C_1$  est supprimé et le secondaire du transfo simplement relié à la masse.

Avec deux étages MF, il est préférable d'alimenter séparément chaque écran par une résistance chutrice  $R_5$  pour éviter un couplage indésirable entre étages. Ceci est préférable au dispositif potentiométrique unique alimentant en parallèle tous les écrans.

La résistance de cathode  $R_c$  a la valeur correspondant au minimum de polarisation du tube. En série une résistance variable  $R_v$  (type potentiomètre) qui permet le contrôle manuel de l'amplification. Une seule résistance variable est utilisée pour plusieurs étages MF, mais chaque cathode doit avoir sa résistance  $R_c$  propre.

On peut monter trois étages moyenne fréquence moyennant certaines précautions. Nous reviendrons sur la question.

**Amplificateur MF 1.600 Kc et au-dessus.** — On adoptera une MF de 1.600 Kc lorsque l'on désire spécialiser le récepteur pour les fréquences supérieures à 14 Mc. Pour les raisons que nous avons indiqué plus haut il faut adopter au moins deux étages MF, mais les meilleurs résultats seront obtenus avec trois étages. Le rapport signal-image est alors tel que l'on peut se passer de présélection, mais il est préférable d'adopter un étage HF (un seul suffit).

Nous ne conseillons pas à l'amateur de construire ses transfos 1.600 Kc, sauf s'il dispose d'un laboratoire bien outillé. Toutefois, si l'on désire procéder à des essais, toujours utiles, voici quelques indications pratiques :

Un premier procédé consiste à prendre des transfos MF standards 472 Kc et à enlever un certain nombre de spires en contrôlant l'accord avec un générateur étaloné. Il y aura lieu de retoucher le couplage entre les deux bobines; le degré de couplage dépend de la largeur de bande à recevoir, il sera plus serré pour un récepteur phonie que pour un récepteur strictement réservé à la graphie.

— On peut constituer un transfo MF 1.600 Kc en enroulant 120 spires de fil 15/100 sous soie, en vrac, sur un tube carton bakéliné, diamètre 10 millimètres, longueur de chaque bobine 10 millimètres environ. Chaque bobine est accordée par un trimmer mica provenant de transfos 470 Kc. Le couplage entre primaire et secondaire sera de l'ordre de 30 à 40 millimètres; ce couplage sera plus serré pour le transfo attaquant le tube détecteur.

Le coefficient d'induction mutuelle entre les deux enroulements doit être négatif afin d'éliminer l'influence de la capacité parasite entre circuits et par suite le couplage capacitif qui en résulte. Si les bobinages sont enroulés dans le même sens, on adoptera les connexions suivantes : entrée primaire à la plaque, sortie primaire au + HT, entrée secondaire à l'antifading (ou la masse), sortie secondaire à la grille.

Une MF sur 4.000 Kc peut être utile pour les fréquences élevées, 30 Mc et au-dessus. Le transfo est constitué par un tube carton bakéliné, diamètre 10 mm., longueur 60 millimètres. Le primaire comporte 36 spires en fil 25/100, deux couches soie, enroulées à spires jointives, longueur de l'enroulement, 12 millimètres. Le secondaire est identique, mais seulement 33 spires. La distance entre les deux enroulements est de 13 à 15 millimètres; ils sont accordés par des ajustables, à air de préférence, et logés dans un blindage d'un diamètre minimum de 50 millimètres.

**Transformateurs moyenne fréquence.** — Les transformateurs utilisés dans l'amplification MF sont des filtres passe-bande, c'est-à-dire calculés pour le passage d'une bande de fréquence déterminée. Ils sont construits suivant l'usage auquel est destiné l'ampli MF et on peut les calculer pour tout degré de sélectivité.

Les filtres passe-bande comportent deux ou plusieurs circuits accordés, couplés ensemble. Le filtre de la figure 20 est le transfo MF classique avec couplage inductif entre les deux circuits oscillants. La courbe de sélectivité de l'ensemble varie suivant le couplage. On construit des transfos MF à sélectivité variable soit

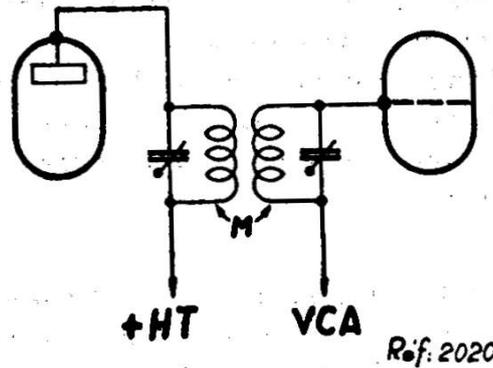


Figure 20. — Transfo MF standard.

par variation mécanique du couplage inductif, soit par bobine auxiliaire, etc. Nous n'insisterons pas sur ces transfos bien connus des amateurs. Notons simplement que les transfos à fer donnent, entre 175 et 1.500 Kc, une meilleure amplification que les transfos équivalents à air.

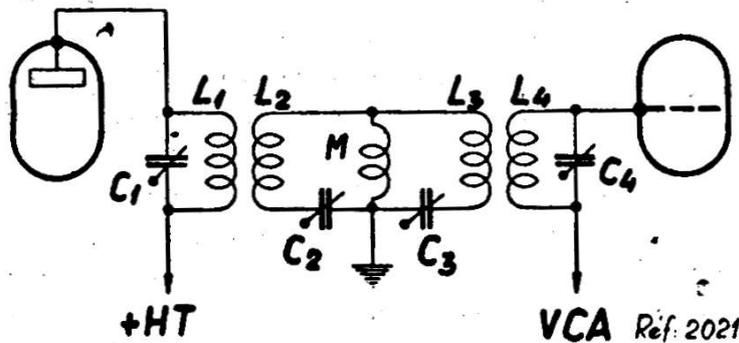


Figure 21. — Filtre à deux transfos MF

Le filtre figure 21 est composé de trois circuits accordés. Le premier  $L_1 C_1$  est dans le circuit plaque du premier tube. Le second est composé par  $L_2 C_2 C_3 L_3$ , tous ces éléments en série; ce circuit est composé d'éléments symétriques, dont la valeur est telle qu'en l'absence de la bobine M, le circuit est accordé sur la même fréquence que celle du premier circuit  $L_1 C_1$ . La bobine M détermine le couplage entre les deux moitiés  $L_2 C_2$  et  $L_3 C_3$  et cette bobine M diminue la fréquence de résonance du système  $L_2 C_2 L_3 C_3$ . Le troisième circuit  $L_4 C_4$  est dans le circuit grille du deuxième tube, accordé sur la fréquence du premier circuit. Ce filtre a donc deux fréquences de résonance, ce qui permet d'obtenir une courbe aplatie pour la sélectivité. La largeur du sommet de cette courbe est fonction de la réactance du dispositif de couplage mutuel (bobine M); si cette réactance est augmentée (inductance plus grande), les deux fréquences de résonance diffèrent de plus en plus et la courbe du filtre est élargie.

Au lieu de l'inductance on peut placer en M une capacitance (condensateur). Le fonctionnement est le même, mais la fréquence de résonance du second circuit augmentera quand on branchera le condensateur de couplage M. Pour augmenter la réactance, on diminue la valeur du condensateur.

Lorsque l'on désire une sélectivité poussée, on adopte le montage de la figure 22, à trois circuits accordés simples. Il permet de réduire le nombre de transfos MF. Dans ce filtre nous avons un couplage inductif entre la bobine centrale et chacune des bobines extrêmes; le circuit médian assure un couplage à résonance pointue

entre les deux autres. La bande passante est très étroite; par exemple pour une largeur de bande de 5 Kc on a un affaiblissement moindre que 1 db; on a déjà 6 db pour 6 Kc et 15 à 16 db pour 9 Kc/s. Un tel ensemble conjugué avec un ou deux transformateurs MF dont le couplage est assez fort, fournit une courbe de sélectivité qui se rapproche considérablement de la forme carrée correspondant au cas optimum. Les deux premiers circuits ont un couplage serré; le couplage du troisième est moindre.

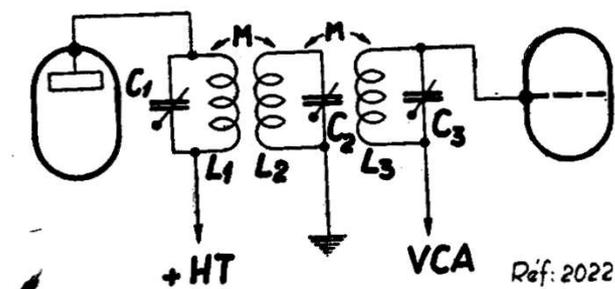


Figure 22. — Transfo MF à trois circuits.

Enfin, un dernier montage, peu connu, est celui de la figure 23. Il donne une courbe aux côtés presque verticaux rectilignes et un sommet plat. Le couplage est obtenu par deux petites inductances à mutuelle négative  $M$  et par la réactance capacitive commune  $C$ . Les deux petites bobines sont inter-enroulées sur la même carcasse et connectées en opposition comme représenté sur le croquis accompagnant le schéma; nombre de spires : 6 à 10 en fil 3/10 deux couches coton, sur carcasse d'un diamètre 12 millimètres, placées dans un blindage séparé. Les deux transfos  $MF_1$  et  $MF_2$  sont du type normal, chacun dans son blindage.

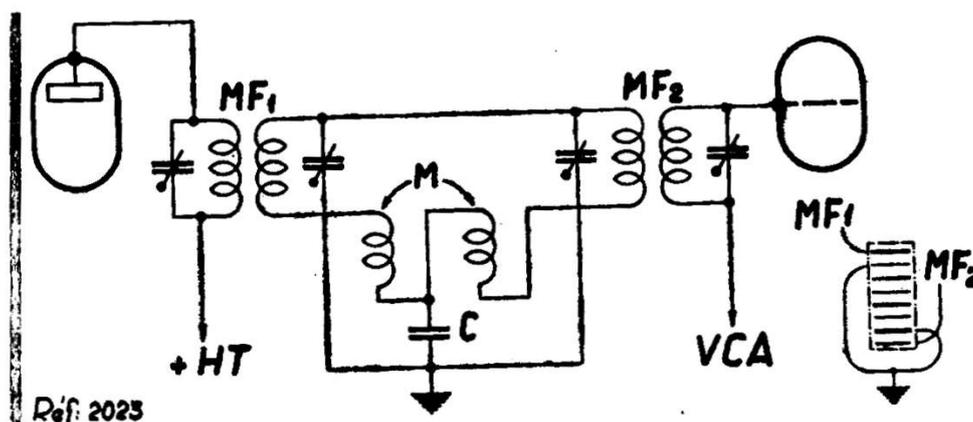


Figure 23. — Filtre MF à mutuelle négative.

**Réception single signal.** — Lorsque l'on reçoit une onde entretenue pure (graphie), hétérodynée à fréquence audible par un oscillateur de battements (B.F.O.), il se produit un phénomène particulier de sélectivité.

Soit une MF réglée sur 472 Kc, avec un oscillateur MF sur 471 Kc, on obtient un battement audible de 1 Kc (ou 1.000 périodes) avec le signal de la station reçue. Si une nouvelle station émet sur une fréquence inférieure de 2 Kc à celle de la station que l'on écoute, ce nouveau signal sera également hétérodyné à 1 Kc par l'oscillateur MF, d'où brouillage. Même si la fréquence de la station brouilleuse n'est pas exactement à 2 Kc de la station écoutée, il en résultera un brouillage

pénible. L'élimination de cette image BF pose le même problème que pour l'élimination des images HF : il faut obtenir en MF une sélectivité suffisante pour que le signal BF soit rejeté hors de la courbe de résonance MF.

Il faut donc rendre l'amplificateur MF très sélectif, de façon à ne laisser passer qu'un seul côté du battement zéro, au lieu de deux notes de chaque côté du battement zéro. C'est ce que les Américains appellent réception « single signal ».

La sélectivité nécessaire (très poussée) est difficile à obtenir avec les amplis MF habituels employant des circuits accordés ordinaires sauf si on utilise une MF très basse ou un grand nombre de circuits accordés. Il est beaucoup plus simple d'adopter l'amplification MF à réaction ou un filtre à cristal. Nous allons décrire le premier procédé, nous réservant (faute de place) de revenir sur la question du filtre à cristal de quartz.

**Amplificateurs MF à réaction.** — La réaction MF ne peut être pratiquement utilisée que sur un ampli à un seul étage (à cause du dérèglement qu'elle provoque dans les circuits accordés) et pour des MF de 475 Kc et inférieures. La courbe de résonance juste au-dessous du point d'accrochage est extrêmement pointue; l'image BF d'un signal donné peut être réduite jusqu'à 100 fois pour une note de battement. La sélectivité élevée donnée par la réaction atténue sensiblement la réponse du récepteur aux parasites produits dans les premiers étages; toutefois, si le signal brouilleur est plus puissant que le signal désiré, le brouillage n'est pas réduit.

La réaction MF permet la réception de la graphie en ondes entretenues pures, en accroché, sans oscillateur de battements séparé. Mais elle procure, lorsqu'on la règle juste au-dessous de la limite d'accrochage, un important gain de sensibilité et de sélectivité MF, souvent utile pour la réception de la phonie; toutefois, la pureté en souffre.

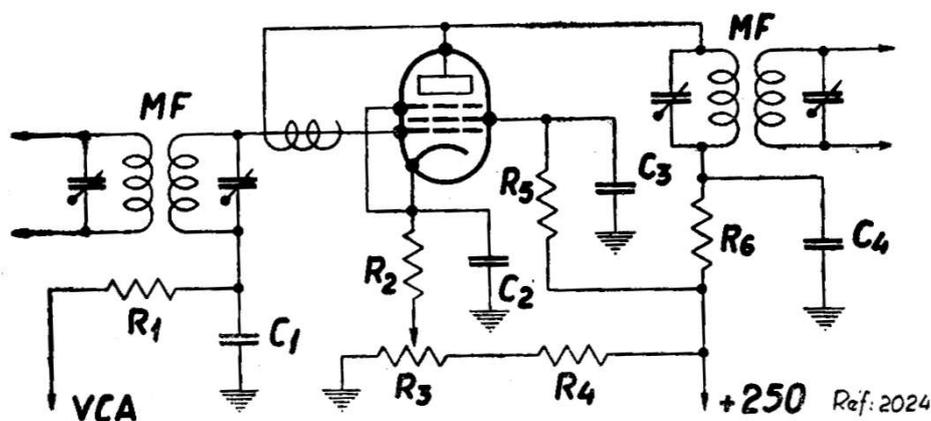


Figure 24. — Ampli MF à réaction.

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,01 \mu\text{F} \\ C_2 &= C_3 = C_4 = 0,1 \mu\text{F} \\ R_3 &= \text{pot } 50.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_1 &= R_4 = R_5 = 100.000 \text{ ohms} \\ R_2 &= 300 \text{ à } 1.000 \text{ ohms} \\ R_6 &= 2.000 \text{ à } 5.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

Parmi les nombreux montages possibles, nous avons choisi trois exemples. Le premier est donné figure 24. La réaction est obtenue par un très faible couplage capacité entre la plaque et la grille du tube penthode; ce couplage est obtenu en enroulant autour de la connexion grille une faible longueur de fil isolé connecté à la plaque. Le réglage de la réaction se fait par le potentiomètre  $R_3$  qui fait varier la polarisation du tube penthode. Il est préférable de faire fonctionner le tube à amplification réduite (forte polarisation), ce qui évite la surcharge pour les signaux puissants et augmente ainsi la sélectivité effective; le couplage grille-plaque sera déterminé en conséquence.

Un autre montage consiste, dans un étage normal MF (se reporter à la figure 19), à insérer entre le condensateur  $C_4$  de découplage de l'écran et la masse, une résistance variable de 25.000 ohms (type potentiomètre). On fait ainsi varier le taux de découplage de l'écran. Quand la résistance variable est à zéro, il n'y a pas de réaction. Mais lorsque l'on augmente la valeur de cette résistance, l'action de découplage du condensateur  $C_4$  diminue et à un point donné l'accrochage se produit. L'étage MF entre en oscillation.

Le troisième montage choisi est beaucoup plus stable que les précédents. Sa mise au point est simple et n'entraîne aucun dérèglement des circuits. Voir figure 25. On dispose dans la grille suppressor (grille d'arrêt) un circuit accordé L C identique à l'un des enroulements MF et accordé sur une fréquence différente de 1 Kc de celle de la MF, de manière à produire la note de battements de 1.000 périodes. Le dosage

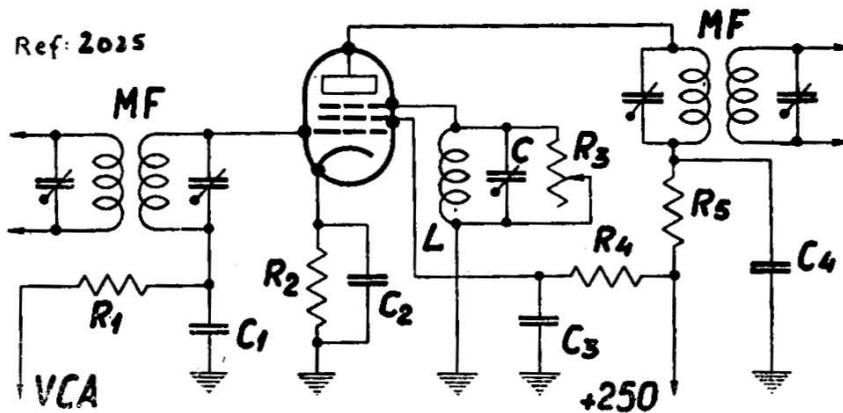


Figure 25. — Ampli MF à réaction.

$$\begin{aligned} C_1 &= 0,01 \mu\text{F} \\ C_2 &= C_3 = C_4 = 0,1 \mu\text{F} \\ R_1 = R_4 &= 100.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_2 &= 300 \text{ à } 500 \text{ ohms} \\ R_3 &= \text{pot. } 50.000 \text{ ohms} \\ R_5 &= 2.000 \text{ à } 5.000 \text{ ohms} \end{aligned}$$

de la réaction s'effectue par la résistance variable  $R_5$  de 50.000 ohms (type potentiomètre) qui shunte le circuit L C et le court-circuite plus ou moins. Il n'y a aucun couplage inductif avec les transfo MF. Ce montage est préférable à celui dans lequel le circuit de réaction L C est placé dans le circuit de cathode, entre la résistance  $R_2$  et la masse.

**Oscillateur de battement.** — Tout montage oscillateur classique peut être utilisé comme oscillateur MF de battement. Le but est d'hétéodyner l'onde entretenue pure amplifiée par l'ampli MF à l'aide d'un oscillateur auxiliaire réglé sur une fréquence différant de 500 à 1.000 périodes de celle de la MF. Par battement des deux fréquences on obtiendra une note de 500 à 1.000 périodes, dont on réglera la hauteur au gré de l'opérateur.

On adoptera l'un des trois schémas des figures 7, 10 ou 11. Les bobines seront identiques à celles des transfo MF. Il est facile de modifier un transfo MF en bobinage d'oscillateur à battement; on conservera un des trimmers et l'on montera en parallèle un petit condensateur variable de l'ordre de 50  $\mu\mu\text{fd}$ , réglable par un bouton placé sur le panneau avant du récepteur, ce qui permettra de faire varier la note de battement.

L'oscillateur de battement devra être soigneusement blindé, afin d'éviter tout couplage parasite avec les circuits HF et MF; il faut empêcher que ses harmoniques n'influencent l'entrée du récepteur et ne soient amplifiés comme des signaux normaux. Pour cela, la tension plaque sera aussi réduite que possible; toutefois, ne pas trop réduire la puissance de sortie de l'oscillateur MF, car ce dernier pourrait ne pas hétérodyner les signaux puissants.

L'oscillateur de battement est normalement couplé au circuit accordé d'entrée du détecteur à l'aide d'un tout petit condensateur fixe d'une capacité de quelques  $\mu\mu\text{fd}$ , souvent constitué par un fil isolé enroulé sur la connexion allant du secondaire du transfo MF à la diode détectrice (ou à la grille pour une détection grille ou plaque). Rien ne s'oppose d'ailleurs à injecter l'oscillation de battement à l'un des tubes MF, soit à la cathode, soit à l'écran, soit mieux à la grille suppressor; dans ce dernier cas, le suppressor n'est plus relié à la cathode, mais à la masse par l'intermédiaire d'une résistance de 50.000 ohms.

En plus de son utilisation pour la réception de la graphie en ondes entretenues pures, l'oscillateur de battement peut, dans une certaine mesure, favoriser la recherche des émissions faibles phonies.

Lorsque le récepteur est muni d'un antifading, il faut supprimer ce dernier, particulièrement pour la réception des signaux faibles, lorsque l'oscillateur de battement est en service. Cette suppression s'obtient simplement avec un interrupteur qui met l'AVC à la masse. Ceci est vrai pour le cas de l'antifading simple ou différé; en effet, l'oscillateur de battement injecte dans le détecteur une tension supplémentaire, et si l'antifading est en service, il en résulte une augmentation de la tension antifading, d'où une diminution importante de la sensibilité de l'amplificateur MF.

Il n'en est pas de même avec l'antifading amplifié, qui utilise un étage MF et une détection antifading séparés. Ici l'AVC amplifié peut-être conservé pour la réception de la graphie en ondes entretenues pures.

**Oscillateur de battement à injection variable.** — Un perfectionnement important consiste à utiliser un oscillateur de battement dont la puissance est réglée suivant la force des signaux; on supprime ainsi le souffle lors de la réception des signaux faibles.

Avec les oscillateurs ordinaires, on règle une fois pour toutes la puissance de sortie de façon qu'elle soit juste suffisante pour donner une bonne note avec les signaux moyens. Une puissance trop élevée produit un souffle violent qui noie

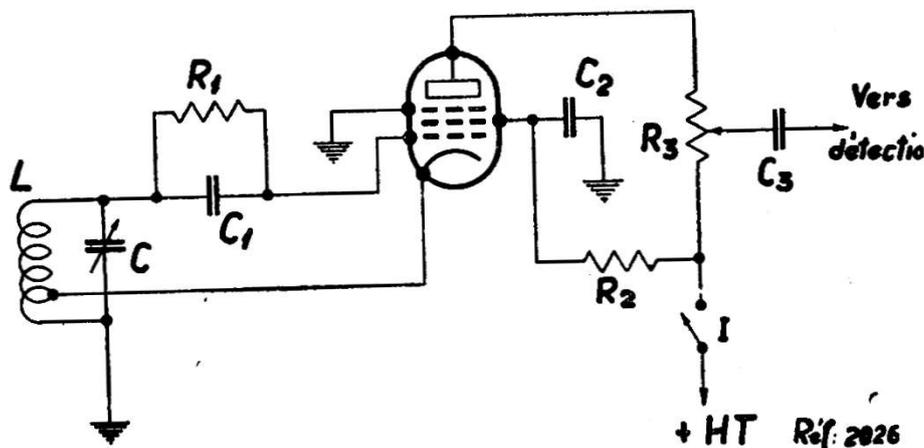


Figure 26. — Oscillateur MF à injection variable.

$$C_1 = 100 \mu\mu\text{F}$$

$$C_2 = C_3 = 0,1 \mu\text{F}$$

$$R_1 = R_2 = 100.000 \text{ ohms}$$

$$R_3 = \text{pot. } 10.000 \text{ ohms}$$

littéralement les signaux faibles dans le bruit du fond. Une puissance trop faible n'est pas suffisante pour hétérodyniser les signaux puissants.

Le schéma proposé est celui de la figure 26. La puissance transmise par l'oscillateur est réglée par le potentiomètre  $R_3$  de 10.000 ohms, monté dans le circuit plaque; on obtient ainsi un contrôle variable de la puissance de sortie, que l'on règle suivant la force des signaux. Le souffle sera supprimé pour les signaux faibles. Ce dispositif est préférable à celui qui consiste à faire varier la tension plaque de l'oscillateur, cette variation de tension provoquant une variation de la fréquence de l'oscillateur, d'où nécessité de régler continuellement l'accord de l'oscillateur.

Le condensateur  $C_3$  placé à la sortie de l'oscillateur est un condensateur d'isolement HT; sa valeur peut être comprise entre 0,001 et 0,1  $\mu$ fd. Le couplage à la détectrice ou à l'ampli MF se fait par un des moyens décrits précédemment. L'interrupteur I coupant la HT de l'oscillateur est combiné avec le potentiomètre  $R_3$ .

**Etage MF et oscillateur de battement combinés.** — Le tube d'un des étages MF est une pentagride 6L7 ou EH2, monté suivant le schéma de la figure 27. Ce tube fonctionne parfaitement en amplificateur MF à pente variable. On utilise la troisième grille pour produire l'oscillation de battement et moduler la MF.

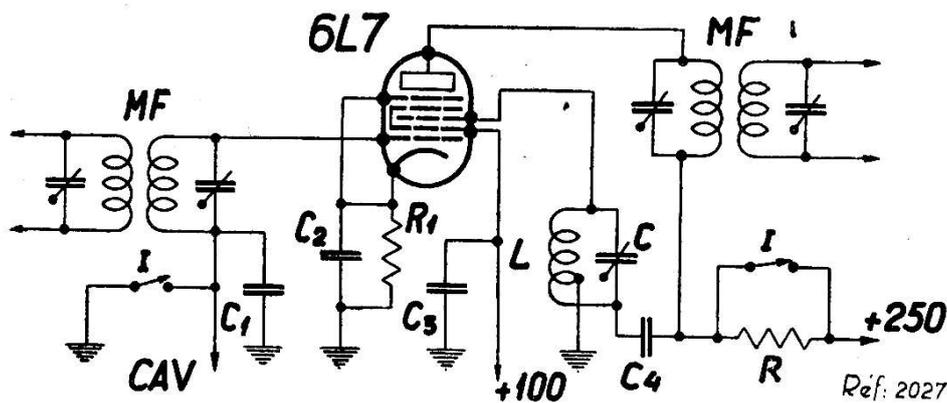


Figure 27. — Etage MF et oscillateur MF combinés.

$$\begin{aligned} C_1 &= C_4 = 0,01 \mu\text{F mica} \\ C_2 &= C_3 = 0,1 \mu\text{F papier} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R &= \text{voir texte} \\ R_1 &= 300 \text{ ohms} \end{aligned}$$

La fréquence du circuit LC est réglée au tiers de celle de la MF; c'est le troisième harmonique de cette oscillation qui est utilisé à l'hétérodynage, et il est suffisamment intense pour cet usage. Les émissions les plus puissantes ne peuvent le bloquer. Pour une MF de 472 Kc, le circuit LC est accordé sur 157 Kc. La bobine L sera constituée par un petit nid d'abeilles de 200 spires, fil 10/100 à 12/100 deux couches soie, avec une prise côté + HT à environ 60 à 70 spires. Le condensateur C aura une capacité de 1.500  $\mu$ fd environ, composée d'un condensateur fixe de 1.000  $\mu$ fd et en parallèle d'un ajustable de 400 à 800  $\mu$ fd et d'un condensateur variable de 50 à 100  $\mu$ fd; ce dernier permet de régler la note de battement.

Lorsque l'interrupteur I est fermé, la résistance R est court-circuitée et l'oscillation locale n'intervient pas. Lorsque I est ouvert, la résistance R devient commune au circuit plaque et au circuit troisième grille. Le tube fonctionne alors simultanément en amplificateur et en oscillateur dans les meilleures conditions.

L'examen du schéma montre que le circuit oscillant LC couple la grille  $G_3$  à la plaque. Il est essentiel que ce couplage soit juste suffisant pour que les oscillations se produisent. On peut modifier ce couplage en déplaçant la prise sur la bobine L; pratiquement, il est préférable d'agir sur la valeur de la résistance R.



Lorsque le tube pentagrinille fonctionne avec l'oscillation MF, on retrouve le cas du changement de fréquence classique. On commute alors le montage de façon à supprimer la détection grille. Cette commutation se fait avec l'inverseur  $I_1$  en série avec la résistance  $R_1$  de grille-signal, qui permet d'obtenir les deux fonctionnements suivants :

Position 1 : Changement de fréquence standard pour réception avec oscillateur de battement (interrupteur  $I_2$  fermé). On applique une polarisation négative à la grille.

Position 2 : Détection grille par condensateur shunté, pour réception phonie; l'oscillateur de battement est coupé (interrupteur  $I_2$  ouvert).

L'adoption de la détection grille produit toutefois une légère réduction de la sélectivité; mais avec les tubes à écran cette réduction est moins importante que celle constatée avec des tubes triode.

Le circuit oscillant LC d'hétérodyne MF est accordé sur une fréquence moitié de celle de la MF. Le condensateur C aura les mêmes caractéristiques que celui du montage précédent.

Le principe peut être appliqué sans difficulté aux autres types de tubes à changement de fréquence : 6A7, 6E8, EK1, EK2, ECH3, etc...

## DÉTECTION

**Détection.** — La détection après amplification MF doit être considérée de façon différente, suivant qu'il s'agit d'un récepteur BCL ou d'un récepteur de trafic. Dans le premier, on recherche avant tout la pureté de reproduction, c'est pour cela que l'on adopte la détection diode, qui, sans être parfaite, allie la simplicité de montage et de fonctionnement à la facilité d'adoption de l'antifading. Dans le récepteur de trafic, qui est par excellence le récepteur des membres du REF, et pour lequel on ne recule pas devant un montage moins simpliste que le précédent, la détection diode présente moins d'avantages. Nous allons étudier les avantages et inconvénients des différents types de détection en nous plaçant au point de vue qui nous intéresse.

**Détection diode.** — La diode procure une détection linéaire, mais à la condition qu'elle soit attaquée par un signal de grande amplitude (fort signal). Si on reçoit un signal faible, ce qui est souvent le cas pour le récepteur de trafic de l'amateur, la détection diode est peu efficace et le rendement très mauvais. On peut s'en rendre compte facilement en examinant la caractéristique de la diode. Ce mode de détection n'est donc intéressant que pour les signaux forts (cas du BCL).

Un autre inconvénient est que la diode charge le circuit oscillant sur lequel elle est montée, d'où amortissement non négligeable du dernier transfo MF; il s'en suit naturellement une diminution de sélectivité. On atténue cet amortissement en attaquant la diode, non par l'extrémité du secondaire du transfo MF, mais par une prise médiane faite sur l'enroulement secondaire; la faible résistance de l'espace cathode-anode de la diode ne shunte plus qu'une partie de l'enroulement. On perd un peu en amplification, mais on gagne nettement en sélectivité. De plus, on doit déterminer le couplage primaire-secondaire du transfo MF attaquant la diode, couplage différent de celui du transfo d'entrée. Mais le problème reste le même, sinon aggravé, pour les signaux faibles; on compense en adoptant deux étages moyenne fréquence.

Dans un superhétérodyne il y a deux détections : la première détection (changement de fréquence), la seconde détection (détection MF). Si nous les comparons, nous voyons que la première est toujours soumise à des signaux de très faible amplitude; on n'emploie pas de détection diode (sauf cas particulier des O. T. C.), mais des tubes multiples tels que penthodes, hexodes, heptodes ou octodes.

En résumé, les inconvénients de la détection diode sont les suivants : elle absorbe une partie de l'énergie du signal en chargeant inutilement le circuit d'entrée (transfo MF). Cette charge peut entraîner dans certains cas une perte de sélectivité non négligeable. La diode ne procure aucune amplification.

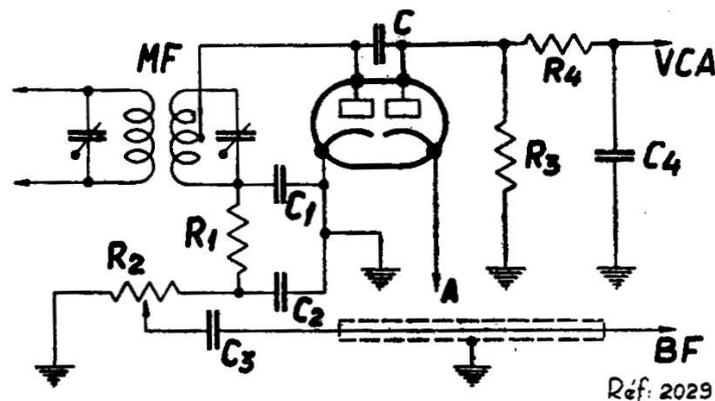


Figure 29. — Détection diode.

$$\begin{aligned} C &= C_1 = C_2 = 100 \mu\mu\text{F} \\ C_3 &= 0,02 \mu\text{F mica} \\ C_4 &= 0,01 \mu\text{F papier} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_1 &= 50.000 \text{ ohms} \\ R_2 &= \text{pot. } 0,5 \text{ mégohm} \\ R_3 &= R_4 = 1 \text{ mégohm} \end{aligned}$$

Ceci dit, examinons le schéma figure 29. C'est le montage classique avec antifading simple : détection par une des diodes, antifading par l'autre diode. La cathode de cette dernière est reliée soit à la masse pour AVC non différé, soit à la cathode du premier tube BF (tension positive de quelques volts) si on veut avoir l'AVC différé. Nous n'insisterons pas sur ces points bien connus.

Nous conseillons fortement l'utilisation d'un tube duo-diode séparé du tube BF et non d'un tube combiné duo-diode-triode ou duo-diode-penthode servant à la fois de détecteur, AVC et préamplificateur BF. On a toujours avantage à séparer les fonctions détection et basse fréquence; malgré toutes les précautions, on ne peut éviter, dans un tube combiné, les réactions entre les différents éléments, soit par capacités internes, soit par la cathode commune.

**Détection plaque.** — Il y a deux sortes de détection par caractéristique de plaque : par courbure inférieure et par courbure supérieure. Nous nous bornerons à la première.

La détection plaque présente l'avantage de fonctionner sans courant grille, donc le circuit d'entrée n'est pas amorti et la sélectivité est maxima. Elle est plus sensible que la détection diode pour les signaux de faible amplitude, et elle produit pour ceux-ci moins de distorsion. De plus elle procure, avant détection, une certaine amplification MF. Elle est toute désignée pour un ampli MF à un seul étage. L'inconvénient est que pour l'antifading il faut utiliser une diode séparée; nous en reparlerons.

On n'utilise plus pratiquement de triode, mais un tube penthode à pente fixe,

plus sensible. Schéma figure 30. Le tube est fortement polarisé et la résistance cathodique de polarisation doit être shuntée par un condensateur de forte capacité (électrochimique de 5  $\mu$ fd au moins). Pour une polarisation correcte, en l'absence de signal, le courant plaque doit être presque nul (0,05 milliampère environ).

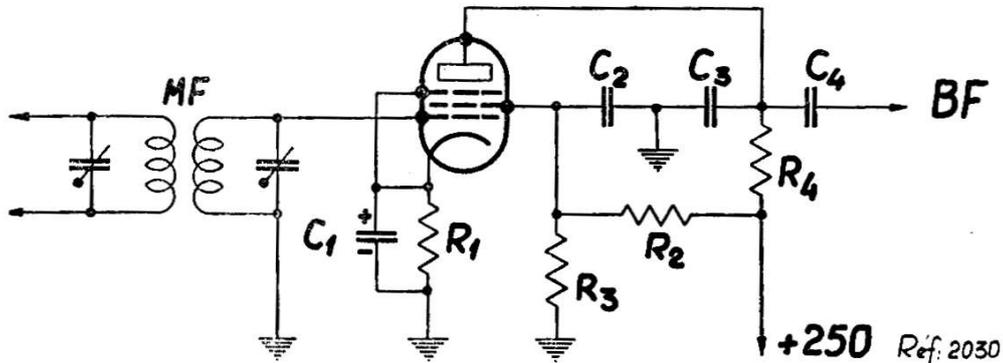


Figure 30. — Détection plaque.

- |                                |       |              |
|--------------------------------|-------|--------------|
| $C_1 = 5 \mu\text{F}$ chimique | $R_1$ | } voir texte |
| $C_2 = 0,5 \mu\text{F}$        | $R_2$ |              |
| $C_3 = 250 \mu\mu\text{F}$     | $R_3$ |              |
| $C_4 = 0,02 \mu\text{F}$ mica  | $R_4$ |              |

La polarisation dépend de la tension écran; celle-ci est beaucoup moins critique que pour une détectrice grille (voir plus loin). L'écran sera alimenté par dispositif potentiométrique, comme indiqué sur le schéma. Nous insistons sur la polarisation, qui est le point délicat de la détection plaque.

Valeurs des résistances du montage de la figure 30, pour une tension anodique de 250 volts, suivant le type de tube utilisé :

Tubes 57-6C6-6J7. . . . .	$R_1$ : 10.000 ohms	$R_2$ : 20.000 ohms
	$R_3$ : 10.000 ohms	$R_4$ : 250.000 ohms
Tubes AF2-EF6. . . . .	$R_1$ : 8.000 ohms	$R_2$ : 70.000 ohms
	$R_3$ : 10.000 ohms	$R_4$ : 300.000 ohms

Le condensateur de découplage de l'écran aura au minimum une capacité de 0,5  $\mu$ fd, pour obtenir une amplification correcte des courants BF de fréquence basse. Si l'on craint les ronflements dus à l'induction du secteur (surtout avec tubes chauffage 6,3 volts) découpler à la masse les deux broches chauffage du tube, par deux condensateurs fixes de 0,01  $\mu$ fd papier.

**Détection plaque à réaction.** — On peut adopter la réaction sur une détection plaque, ce qui peut paraître anormal à ceux qui ont pratiqué ce genre de détection. Dans le montage de la figure 31 on utilise un tube double triode : la première fonctionne en détection plaque à réaction cathodique, la seconde en préamplificatrice BF avec dispositif limiteur de parasites. Le schéma nous a paru intéressant, mais on peut se limiter à la détection si on ne possède pas de tube double triode 6A6, 6N7 ou 6C8.

La réaction cathodique est obtenue par la bobine L qui n'est pas couplée au transfo MF. Pour une moyenne fréquence de 450 à 500 Kc, elle comportera 100 spires fil 12/100 à 16/100 deux couches coton ou soie, enroulées en vrac sur un tube diamètre 15 mm, la longueur du bobinage étant approximativement de 25 mm. Pour une MF de 175 à 200 Kc, le nombre de spires sera de 200 environ. Un nombre de spires trop grand produit une réaction brutale; en fonctionnement normal, la manœuvre de la résistance variable  $R_2$  (montée aux bornes de la bobine L) donne un accrochage aussi doux que celui d'une autodyne.

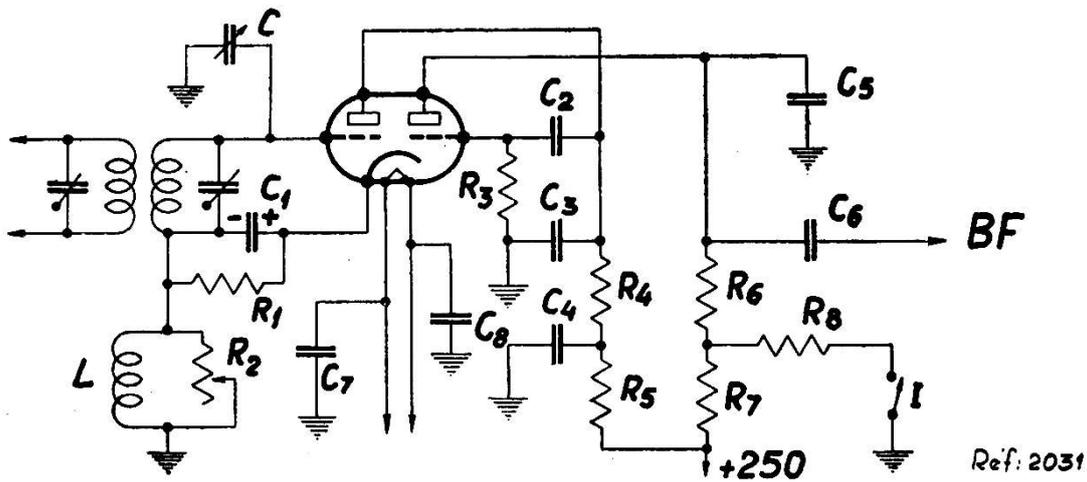


Figure 31. — Détection plaque à réaction.

$C$  = variable  $15 \mu\mu\text{F}$   
 $C_1$  =  $25 \mu\text{F}$  chimique  
 $C_2 = C_6 = C_7 = C_8 = 0,01 \mu\text{F}$   
 $C_3 = 0,002 \mu\text{F}$   
 $C_4 = 0,5 \mu\text{F}$   
 $C_5 = 0,005 \mu\text{F}$

$R_1 = 250$  à  $400$  ohms  
 $R_2 = \text{pot. } 10.000$  ohms  
 $R_3 = 250.000$  ohms  
 $R_4 = 10.000$  ohms  
 $R_5 = 5.000$  ohms  
 $R_6 = R_7 = 25.000$  ohms  
 $R_8 = 500$  ohms

Le petit condensateur ajustable  $C$  d'une capacité de  $15 \mu\mu\text{F}$ , placé entre grille détectrice et masse, facilite l'accrochage. Il est réglé une fois pour toutes.

Pour réduire les ronflements, découpler à la masse le chauffage du tube à l'aide de deux condensateurs de  $0,01 \mu\text{fd}$  papier.

Le dispositif limiteur de parasites entre en action lorsque l'on ferme l'interrupteur  $I$  qui met en service la résistance  $R_8$  de  $500$  ohms. La valeur de cette résistance détermine le taux d'écrêtage des parasites; on peut utiliser une résistance variable de  $1.000$  ohms, avec interrupteur combiné.

**Détection grille.** — C'est une combinaison d'une détection diode et d'une amplification basse fréquence. La sensibilité d'une détectrice grille est plus élevée que celle de tous les autres types de détecteurs, même en l'absence de réaction. Elle constitue le meilleur détecteur pour les signaux faibles, surtout lorsque l'on utilise un condensateur grille de faible capacité et une résistance shunt élevée.

Mais, comme la diode, elle charge le circuit oscillant d'entrée (présence d'un courant grille) et réduit de ce fait la sélectivité; on peut découpler la sensibilité et améliorer largement la sélectivité en utilisant la réaction. La détection grille n'est pas linéaire et elle est vite saturée; elle se comportera mal pour les signaux puissants, qui seront déformés, mais les signaux faibles seront très bien reçus, alors qu'ils seraient inaudibles avec les autres modes de détection.

La détection grille, avec ou sans réaction, est intéressante pour un superhétérodyne OC à un seul étage MF et sans amplification HF. Dans le cas d'un tube triode, la tension plaque sera de  $50$  volts pour la meilleure sensibilité. Il est préférable d'adopter une penthode, en se rappelant que la tension d'écran est critique; le rendement varie dans de larges limites pour une variation de tension écran de quelques volts. La tension d'écran sera de  $30$  volts pour une tension plaque de  $100$  à  $250$  volts; c'est une valeur que l'on ne respecte pas souvent, d'où mauvais fonctionnement.

Le schéma d'un tube détecteur penthode avec réaction est donné figure 32. On peut adopter le montage ECO, mais il se présente une difficulté pour établir la prise de cathode sur le secondaire du transfo MF; on a avantage dans ce cas à

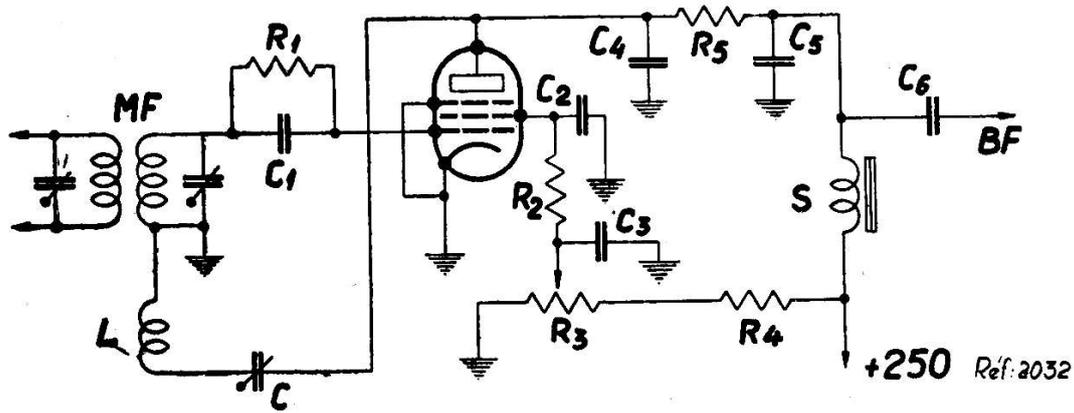


Figure 32. — Détectrice pentode à réaction.

$C = 50 \mu\mu\text{F}$  ajustable

$C_1 = 100 \mu\mu\text{F}$

$C_2 = 0,1 \mu\text{F}$

$C_3 = 0,5 \text{ à } 1 \mu\text{F}$

$C_4 = C_5 = 100 \text{ à } 200 \mu\mu\text{F}$

$R_1 = 1 \text{ mégohm}$

$R_2 = 10.000 \text{ ohms}$

$R_3 = 50.000 \text{ ohms}$

$R_4 = 100.000 \text{ ohms}$

$R_5 = 20.000 \text{ ohms}$

faire un couplage réactif cathodique en insérant quelques spires entre cathode et masse, que l'on couple au secondaire MF.

La bobine L aura une vingtaine de spires, placées contre le secondaire du transfo MF. En C on peut adopter un condensateur ajustable, dont le réglage permet d'obtenir un accrochage doux et sans claquement. L'accrochage s'obtient par le potentiomètre  $R_3$ ; le condensateur  $C_3$  de forte valeur, est destiné à supprimer les crachements lorsque l'on manœuvre le potentiomètre  $R_3$ . Le filtre  $C_4$ ,  $R_5$ ,  $C_5$  placé dans le circuit plaque, supprime les causes d'instabilité, sifflements ou accrochages intempestifs. La self S du circuit plaque est constituée par un bon transfo BF, primaire et secondaire en série; on a souvent avantage à la shunter par une résistance de l'ordre de 200.000 ohms.

Une bonne précaution consiste à blinder le condensateur shunté de grille à l'aide d'un gros souplisso recouvert d'une gaine métallique mise à la masse. On supprime ainsi l'induction du secteur qui produit un ronflement tenace. La connexion reliant le condensateur shunté au tétou grille du tube devra être aussi courte que possible.

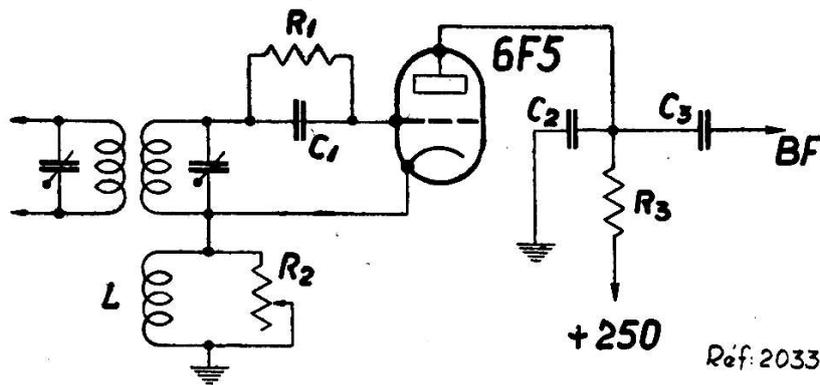


Figure 33. — Détectrice triode à réaction.

$C_1 = 100 \mu\mu\text{F}$

$C_2 = 0,005 \mu\text{F mica}$

$C_3 = 0,02 \mu\text{F mica}$

$R_1 = 1 \text{ à } 2 \text{ mégohms}$

$R_2 = \text{pot. } 10.000 \text{ ohms}$

$R_3 = 10.000 \text{ ohms}$

Un autre montage, qui a l'avantage d'être très simple, utilise un tube triode à coefficient d'amplification élevé, type 6F5 ou analogue. Schéma figure 33. La bobine L non couplée au transfo MF fonctionne en réaction cathodique. La réaction et l'oscillation sont contrôlées par la résistance variable  $R_2$  de 5.000 à 10.000 ohms. Nous retrouvons le montage de la figure 31, détection plaque à réaction, la seule

différence résidant dans le condensateur shunté de grille. Les valeurs de la bobine L sont identiques. On peut adopter également un tube double triode avec même montage BF et antiparasite.

**Détection Sylvania.** — La détection cathodique est plus généralement connue sous le nom de détection Sylvania ou encore détection à impédance infinie; notons que cette dernière appellation s'applique aussi bien à la détection plaque.

Le schéma est celui de la figure 34. La tension MF est appliquée entre grille et masse. La plaque du tube triode (type 6C5 ou similaire) est portée à un potentiel de 100 volts environ. La résistance cathodique  $R_1$   $R_2$  est shuntée par un

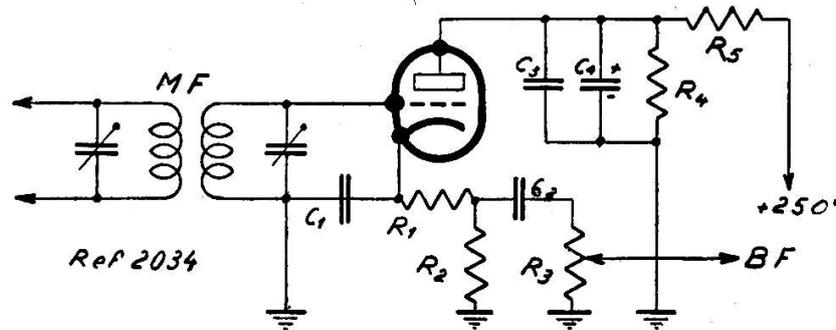


Figure 34. — Détection Sylvania.

$C_1 = 100$  à  $250 \mu\mu\text{F}$   
 $C_2 = 0,02 \mu\text{F}$  mica  
 $C_3 = 0,1 \mu\text{F}$  papier  
 $C_4 = 8 \mu\text{F}$  chimique

$R_1 = 250.000$  ohms  
 $R_2 = 50.000$  ohms  
 $R_3 = 500.000$  ohms  
 $R_4 = 15.000$  ohms 2 watts  
 $R_5 = 10.000$  ohms 2 watts

condensateur  $C_1$  de faible valeur, 100 à 250  $\mu\mu\text{fd}$ . Lorsqu'une oscillation HF est appliquée à la grille, il se produit une élévation du potentiel cathodique du tube triode et c'est cet accroissement de tension qui constitue la tension redressée (détection).

Les avantages de la détection cathodique sont les suivants : le circuit d'attaque (secondaire du transfo MF) n'est pas amorti comme dans le cas de la détection diode. La sélectivité est donc nettement améliorée. La résistance cathodique ( $R_1$   $R_2$  en série) étant faible (50.000 à 100.000 ohms), on obtient pratiquement la suppression de la distorsion par découpeure des crêtes de modulation. Elle permet une meilleure reproduction des aiguës.

Mais les inconvénients sont importants, et on n'a pas assez insisté sur ceux-ci. La détection Sylvania est moins sensible que la détection diode; la détection des signaux faibles est nettement moins bonne. Elle est moins linéaire que la diode; la distorsion est appréciable lorsque l'amplitude des oscillations MF est inférieure à 12 ou 15 volts. Comme tous les dispositifs à charge cathodique, elle est susceptible de produire des ronflements à la fréquence du secteur d'alimentation.

Elle est incapable de fournir directement une tension antifading. Il faut donc prévoir un dispositif VCA séparé; seul, le montage antifading amplifié est applicable. En effet, si on montait une diode antifading directement sur le secondaire ou la primaire du transfo MF attaquant la détectrice, on amortirait le circuit comme dans le cas de la détection diode; on perdrait ainsi infailliblement le principal bénéfice de la détection cathodique : la sélectivité.

En définitive, la détection Sylvania ne peut être utilisée que sur des récepteurs à très grande sensibilité (au moins deux étages MF) permettant d'obtenir à l'étage détecteur des amplitudes de 15 à 20 volts. Elle ne se justifie pas sur les récepteurs du type courant et, de plus, se prête mal à la réception des signaux faibles; elle n'est donc pas intéressante dans un récepteur de trafic graphie-phonie.

(Fin au prochain numéro.)

J. BASTIDE F8JD.

# Les Récepteurs d'ondes courtes à changement de fréquence

(Suite et Fin)

## ANTIFADING

**L'antifading en ondes courtes.** — En O. C. le fading est beaucoup plus rapide qu'en P. O. La constante de temps de l'antifading d'un superhétérodyne O. C. sera donc toujours plus petite que celle d'un récepteur P. O. et G. O. Toutefois, cela entraîne quelques déformations pour la phonie, les notes graves seront atteintes.

L'antifading sera différé, mais faiblement, de façon à conserver son action pour presque tous les signaux, sauf les plus faibles. Habituellement ce différé est de quelques volts, 3 à 4 environ. D'ailleurs tout superhétérodyne OC doit comporter un interrupteur qui permet de supprimer à volonté l'antifading.

Lorsque le récepteur est destiné à la réception graphie, on adopte un antifading amplifié séparé, ce qui permet de le laisser en service avec l'oscillateur de battements MF. Ce dispositif permet de plus d'obtenir une meilleure action de l'antifading en phonie et nous le conseillons vivement.

En plus du fading normal, qui en OC va souvent jusqu'à l'évanouissement complet, existe le phénomène du « fading sélectif », se manifestant sous forme de déformation de la phonie, qui est souvent rendue incompréhensible. On observe même l'évanouissement sélectif de l'onde porteuse provoquant une augmentation considérable de la puissance BF. Il est très difficile de remédier à ce fading sélectif, sauf avec le dispositif de réception « diversity ».

**Constante de temps.** — Si la constante de temps est trop grande, l'antifading ne corrige pas les coups de fading brusques et rapides qui affectent les ondes courtes. Si elle est trop faible, les notes graves sont supprimées. Il y a donc un compromis à adopter : on prend en général 1/10 de seconde. La constante de temps d'un système est donnée par la formule :

$$T \text{ (seconde)} = R \text{ (en mégohms)} + C \text{ (en microfarad)}.$$

Par exemple, avec une résistance de 1 mégohm et un condensateur de 0,1  $\mu$ fd, on obtient une constante de temps de 0,1 seconde.

On a parfois avantage à obtenir une constante de temps différente pour les divers étages commandés par l'antifading. La formule ci-dessus permet de faire le calcul.

**Antifading diffère avec détection diode.** — C'est l'antifading classique. Comme nous l'avons indiqué au chapitre « Détection », nous conseillons vivement l'utilisation d'un tube double-diode indépendant. Schéma figure 35 qui montre clairement les diverses fonctions des éléments.

La diode de gauche  $D_1$  assure la détection « son » ; sa cathode est reliée directement à la masse. Une cellule de filtrage  $R_1$   $C_2$   $C_3$  puis le potentiomètre  $R_2$  qui règle la puissance basse fréquence. Le condensateur  $C_4$  couple la détection à l'ampli BF. C'est la détection classique.

La diode de droite  $D_2$  fournit la tension antifading. Elle est reliée au primaire du transfo MF, ce qui donne une tension plus élevée que la liaison au secondaire du

même transfo, comme cela se fait habituellement. La tension redressée est filtrée par la cellule composée de  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_4$  dont la valeur détermine la constante de temps de l'antifading, qui doit être faible, comme nous l'avons vu. Un interrupteur I permet de supprimer l'action de l'antifading.

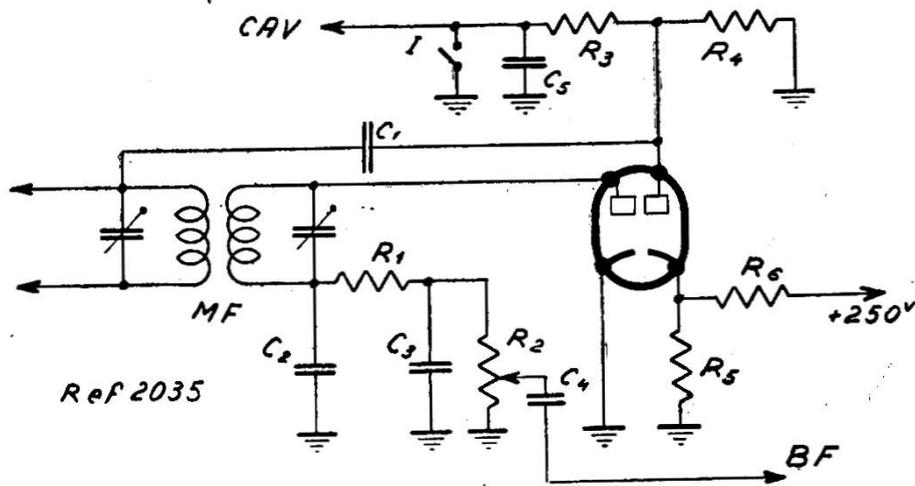


Figure 35. — Détection diode et antifading différé.

$C_1 = C_2 = C_3 = 100 \mu\text{F}$ .  
 $C_4 = 0,02 \mu\text{F}$  mica.  
 $C_5 = 0,1 \mu\text{F}$  papier.  
 $R_1 = 50.000 \text{ ohms}$ .

$R_2 = \text{pot. } 0,5 \text{ mégohm}$ .  
 $R_3 = R_4 = 1 \text{ mégohm}$ .  
 $R_5, R_6, \text{ voir texte}$ .

Si la cathode de la diode antifading  $D_2$  était reliée à la masse, nous n'aurions pas d'action différée. On la relie à une certaine tension positive par le dispositif potentiomètre  $R_5$  et  $R_6$ . En calculant convenablement les valeurs de  $R_5$  et  $R_6$  on est maître du différé; on peut d'ailleurs avoir un différé variable en remplaçant la résistance fixe  $R_6$  par un potentiomètre, la cathode étant reliée au curseur de ce potentiomètre. Plus simplement, et pour éviter une consommation inutile de courant dans les résistances  $R_5$  et  $R_6$  on relie la cathode de la diode antifading à la cathode du tube préamplificateur BF (sous réserve que ce tube ait une polarisation par résistance cathodique), ce qui donne les quelques volts du différé.

• **Antifading amplifié différé.** — L'antifading amplifié est un bon perfectionnement à conseiller lorsque le récepteur doit être utilisé en graphie; l'oscillateur de battement MF ne bloque plus l'amplification. Accessoirement on obtient un meilleur effet antifading.

Le montage figure 36 utilise une duo-diode-penthode type 6B7, 6B8 ou analogue. La grille d'entrée est reliée au secondaire du dernier ou avant-dernier transfo MF. Les oscillations MF sont amplifiées par la partie penthode et ensuite détectées par les éléments diode du tube. La tension MF redressée est filtrée et appliquée aux étages à commander par l'antifading.

Dans le cas d'un amplificateur MF à trois étages, il est conseillé de ne pas appliquer l'antifading sur le premier étage, et il sera réduit sur le troisième étage.

Le transfo MF du schéma figure 36 est du type normal, on n'utilise que le primaire. Le secondaire ne sert pas et est désaccordé. On peut remplacer ce circuit accordé par une résistance de 50.000 à 100.000 ohms, mais le rendement est moindre.

La tension du différé est déterminée par la résistance cathodique de polarisation  $R_1$  comprise entre 600 et 1.000 ohms.

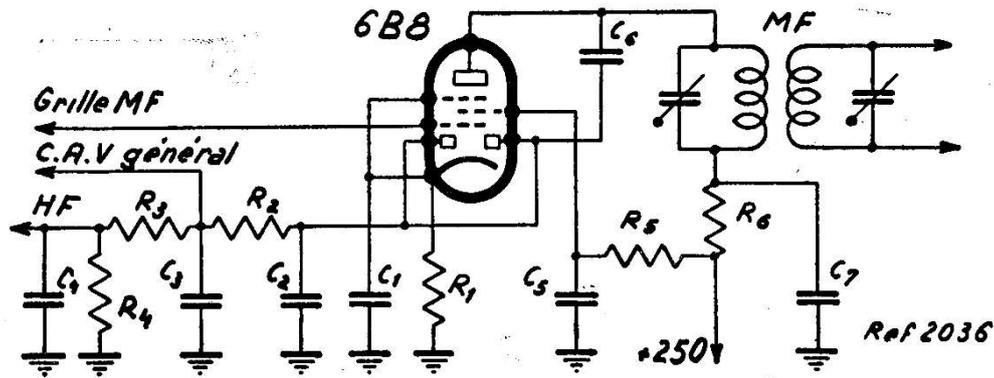


Figure 36. — Antifading amplifié différé.

- |  |  |
|--|--|
| $C_1 = C_3 = C_4 = 0,01 \mu\text{F.}$      | $R_1 = 600 \text{ à } 1.000 \text{ ohms.}$ |
| $C_2 = 100 \text{ à } 200 \mu\mu\text{F.}$ | $R_2 = 0,25 \text{ mégohm.}$               |
| $C_5 = C_7 = 0,1 \mu\text{F.}$             | $R_3 = R_4 = 0,5 \text{ mégohm.}$          |
| $C_6 = 500 \mu\mu\text{F.}$                | $R_5 = 100.000 \text{ ohms.}$              |
|  | $R_6 = 1.000 \text{ ohms.}$                |

Un autre montage, figure 37, utilise deux tubes séparés : une penthode à pente variable genre 6K7 et une double-diode 6H6 ou correspondante. Sur le schéma, nous avons représenté dans le circuit grille signal de la penthode un système condensateur  $C_1$  résistance  $R_1$  qui est utilisé lorsque l'on attaque la penthode par le circuit plaque (primaire transfo MF) d'un étage d'amplification MF; ce système est à supprimer si l'attaque se fait sur le secondaire du transfo MF (comme figure 36).

Le transfo de liaison est du type MF à secondaire non accordé; le couplage entre primaire et secondaire sera donc serré. Le schéma indique le redressement des deux alternances MF, mais on peut adopter sans inconvénient le redressement d'une seule alternance.

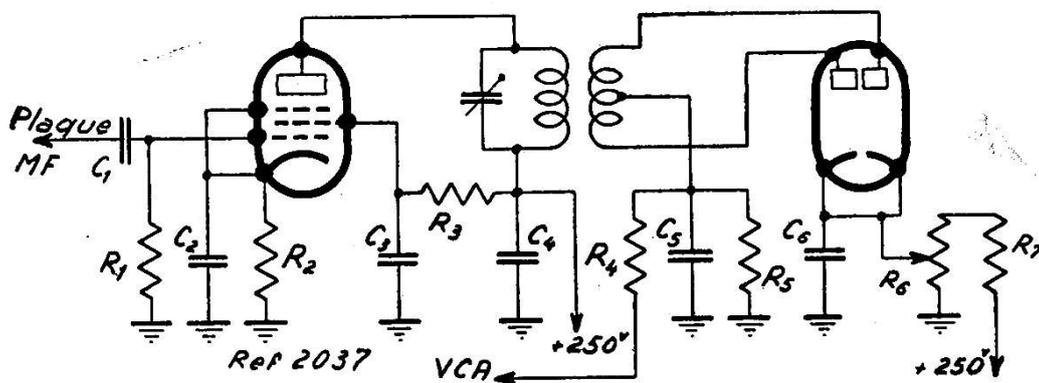


Figure 37. — Antifading amplifié différé.

- |                                       |                                     |
|---------------------------------------|-------------------------------------|
| $C_1 = 250 \mu\mu\text{F.}$           | $R_7 = 350 \text{ ohms.}$           |
| $C_2 = C_3 = C_4 = 0,01 \mu\text{F.}$ | $R_3 = R_5 = 100.000 \text{ ohms.}$ |
| $C_5 = \text{voir texte.}$            | $R_4, R_6, \text{ voir texte.}$     |
| $C_6 = 0,1 \mu\text{F.}$              | $R_7 = 50.000 \text{ ohms.}$        |
| $R_1 = 1 \text{ mégohm.}$             |                                     |

La résistance  $R_4$  de la ligne antifading est de 100.000 ohms; une valeur plus forte augmentera la constante de temps de l'antifading. Le potentiomètre  $R_5$  de cathode du tube double-diode, d'une valeur de 10.000 ohms contrôle la constante de temps de l'A. V. C. et également le différenciel. La résistance  $R_7$  de 50.000 ohms sera du type 1 watt.

Le condensateur  $C_3$  placé entre prise médiane du secondaire transfo et la masse, sert de découplage à l'A. V. C. Sa valeur est fonction de la constante de temps désirée; on adopte normalement 100  $\mu$ fd.

**Double antifading.** — Particulièrement intéressant en réception phonie; pour la suppression du souffle et de la cross-modulation (gazouillis) aux approches du réglage des stations puissantes.

On adopte un premier antifading, du type amplifié des figures 36 ou 37, agissant uniquement sur l'amplificateur haute fréquence (très utile pour deux étages HF). Ce premier V. C. A. doit être peu sélectif, afin d'agir sur toutes les porteuses qui atteignent la grille du tube mélangeur; il aura la même bande passante que l'ampli haute fréquence. Ce V. C. A. est indépendant de celui de l'amplificateur moyenne fréquence qui, lui, doit être sélectif, donc ayant la même bande passante que l'ampli MF. Le second antifading sera du type normal et agira uniquement sur la moyenne fréquence.

Le premier antifading (amplifié) sera attaqué immédiatement à la sortie plaque du tube mélangeur. La grille de ce V. C. A. sera couplée à la plaque du mélangeur par un condensateur d'une capacité de l'ordre de 100  $\mu$ fd (figure 37).

Le retard du premier V. C. A. est égal à la tension de polarisation du tube antifading. En augmentant cette polarisation, si la partie penthode est à pente variable, on diminue l'amplification et on augmente simultanément le retard de l'antifading (cas de la figure 36).

Sur une station faible, l'amplificateur HF garde toute sa sensibilité. Le rapport signal-souffle aura la qualité de celui d'un récepteur à amplification directe. On peut utiliser deux étages HF sans risques de cross-modulation; le premier étage HF sera sélectif, le second sera prévu pour donner l'amplification maxima (ici la sélectivité importe peu).

### Q S A mètres

Il est utile de disposer d'un indicateur qui donne la puissance relative du signal. On peut ainsi contrôler facilement la puissance des correspondants. De plus, il permet de régler le récepteur à l'accord précis et sert à l'alignement des circuits en cours de montage.

L'œil cathodique est d'application économique, mais il ne peut être étalonné avec exactitude. Nous donnerons la préférence aux QSA-mètres décrits ci-après.

**Milliampèremètre dans circuit plaque.** — On monte simplement un milliampèremètre dans le circuit plaque du dernier tube MF contrôlé par l'antifading. Le courant plaque de ce tube varie avec la force du signal reçu; donc, le milli indique l'intensité relative du signal et on peut l'étalonner. La maximum du courant plaque d'une penthode à pente variable est de 7 à 10 mA; on prendra donc un appareil de 10 milliampères. L'inconvénient est qu'avec les galvanomètres standards la lecture du milli décroît quand la force du signal augmente. De plus, la sensibilité est limitée et ne peut pas être facilement réglée.

Le montage de la figure 38 supprime ces inconvénients. Un milliampèremètre gradué de 0 à 1 milli et monté en pont, de telle sorte que la lecture et la force du signal croissent ensemble. La valeur du courant dans la branche du pont contenant la résistance  $R_1$  sera approximativement égale à celle du courant de la branche  $R_2$ . On obtient pratiquement cette égalité en faisant traverser la résistance  $R_1$  par le courant plaque d'un seul tube penthode à pente variable (étage HF ou MF) et la résistance  $R_2$  par la somme des courants écrans et diviseurs de tension des tubes HF et MF.

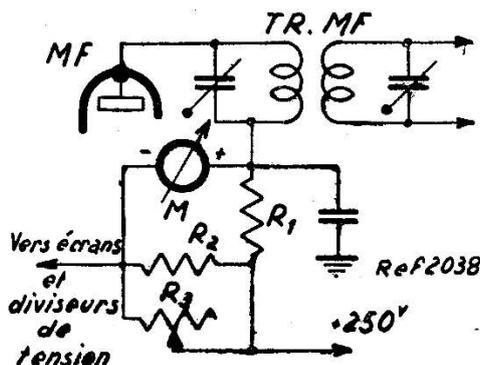


Figure 38. — Q S A-mètre.

Avec un récepteur comportant un étage HF et deux étages MF on a les valeurs suivantes :

$$R_1 = 250 \text{ ohms} \quad R_2 = 350 \text{ ohms} \quad R_3 = 1.000 \text{ ohms.}$$

On règle près du maximum de puissance à l'aide du potentiomètre manuel de sensibilité, et la résistance variable  $R_3$  est ajustée pour ramener à zéro l'aiguille du milliampèremètre en l'absence de signal.

En augmentant la valeur des résistances  $R_1$ ,  $R_2$  et  $R_3$  on accroît la sensibilité du dispositif.

**QSA mètre sur antifading.** — On utilise un tube triode séparé monté en volt-mètre à lampe, attaqué par la tension d'antifading. Nous donnons figures 39 et 40 deux schémas différents. Les valeurs des résistances fixes dépendent de l'échelle du galvanomètre. Celles indiquées correspondent à un milliampèremètre de 0 à 1 et doivent être considérées comme un ordre de grandeur. Le potentiomètre sert à régler la déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure.

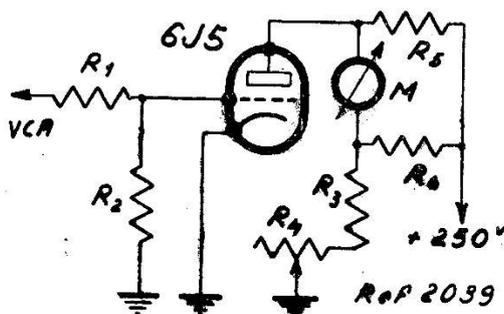


Figure 39. — Q S A-mètre sur AVC.

$$R_1 = R_2 = 1 \text{ mégohm.} \\ R_3 = 20.000 \text{ ohms.}$$

$$R_4 = \text{variable } 100.000 \text{ ohms.} \\ R_5 = R_6 = 100.000 \text{ ohms.}$$

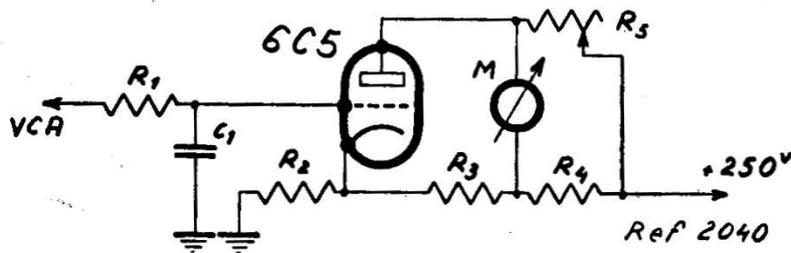


Figure 40. — Q S A-mètre sur AVC

$R_1 = 1$  mégohm.

$R_2 = 4.000$  ohms.

$R_3 = 150.000$  ohms.

$R_4 = 500$  ohms.

$R_5 =$  variable  $1.000$  ohms.

$C_1 = 0,1$   $\mu$ F.

### ANTIPARASITES

**Les parasites en ondes courtes.** — Si les ondes courtes sont peu affectées par les parasites atmosphériques, il n'en est pas de même pour ceux d'origine industrielle, d'autant plus violents que la fréquence des ondes à recevoir est plus élevée. Les appareils électriques industriels médicaux, domestiques, produisent des parasites qui rendent parfois impossible toute réception en O. C. et O. T. C.

Nous pouvons classer les parasites en deux types :

Le premier type se présente sous forme de souffle plus ou moins aigu (impulsions de nature presque continue) rappelant le souffle propre du récepteur. Ce souffle ou sifflement est produit ordinairement par les étincelles de commutation des moteurs électriques. Le meilleur moyen de le combattre est d'agir à la source du parasite, à l'aide d'un filtre, procédé sur lequel nous n'insisterons pas. Bien souvent on ne peut agir de la sorte; dans ce cas, on utilise une antenne antiparasite ou un système d'antennes équilibrées. On réduit également ce genre de parasites avec un récepteur très sélectif, particulièrement pour la réception de la graphie.

Le second type rappelle le bruit d'une mitrailleuse : série de claquements, dont les impulsions sont nettement séparées et de forte amplitude, atteignant jusqu'à 10 et 20 fois l'amplitude du signal reçu. Ces parasites proviennent d'étincelles électriques produites par les interrupteurs, l'allumage des moteurs à explosions, etc... Les impulsions ont une durée extrêmement brève, comparée à l'espace de temps qui sépare une impulsion de la suivante; elles agissent par choc et en raison de l'inertie de la membrane de l'écouteur ou du haut-parleur, la durée du trouble produit est infiniment plus grande que celle de l'impulsion propre du parasite. L'amplitude instantanée du parasite étant bien plus élevée que celle du signal reçu, il suffira soit de bloquer le récepteur pendant la durée extrêmement brève du parasite (ce « trou » d'audition n'est pas sensible à l'oreille), soit de limiter la force du parasite au niveau de l'amplitude moyenne du signal à recevoir; dans le premier cas on « élimine » le parasite, dans le second cas on « l'écrête ».

Nous allons présenter quelques montages antiparasites s'appliquant au second type de parasites. Les dispositifs pour combattre le premier type entrent dans le cadre d'une étude sur les antennes, différente de notre article.

**Antiparasites limiteurs à diode.** — Ce sont des montages simples et malgré cela efficaces. Ils limitent l'amplitude des parasites à l'amplitude maxima du signal à recevoir. Ils agissent comme un réglage du seuil maximum de la détection, coupant toutes les oscillations dont le niveau (ou la tension) se trouve au-dessus de ce seuil maximum. L'action est instantanée.

Ci-après, la description de deux montages. Dans le premier, la détection s'effectue normalement par la diode de droite : voir figure 41. Le courant détecté, recueilli aux bornes de la résistance  $R_1$  est transmis à l'ampli BF par l'espace cathode-plaque de la diode de gauche. Le potentiomètre  $R_3$  permet de rendre la diode antiparasites conductrice en l'absence de signal; la plaque est positive d'une dizaine de volts par rapport à la cathode. Lorsqu'on reçoit un signal, on règle le potentiomètre de façon que le signal passe juste à la limite. Si un parasite d'amplitude supérieure à celle du signal se présente, il rend la plaque négative par rapport à la cathode, et il se trouve « écrété » au niveau du signal; il n'est pas transmis à l'ampli BF.

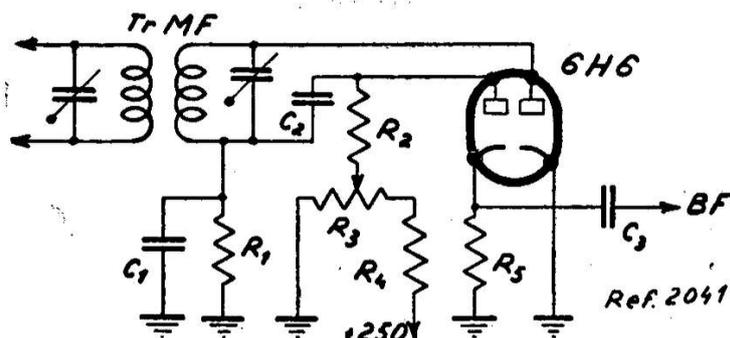


Figure 41. — Antiparasite limiteur diode.

$C_1 = 200 \mu\mu\text{F}$  mica.  
 $C_2 = 0,01 \mu\text{F}$  mica.  
 $C_3 = 0,1 \mu\text{F}$  papier.  
 $R_1 = 0,5 \text{ mégohm}$ .

$R_2 = 0,25 \text{ mégohm}$ .  
 $R_3 = \text{potentiomètre } 50.000 \text{ ohms}$ .  
 $R_4 = 200.000 \text{ ohms}$ .  
 $R_5 = 100.000 \text{ ohms}$ .

Un montage également simple, d'un principe analogue, est donné figure 42. La diode détectrice (à gauche) est montée de façon classique, mais son espace cathode-plaque est shunté par l'espace plaque-cathode d'une seconde diode (antiparasites) montée en opposition. On polarise négativement la plaque de cette seconde diode à l'aide du potentiomètre  $R_3$ ; sans cela la seconde diode empêcherait toute détection.

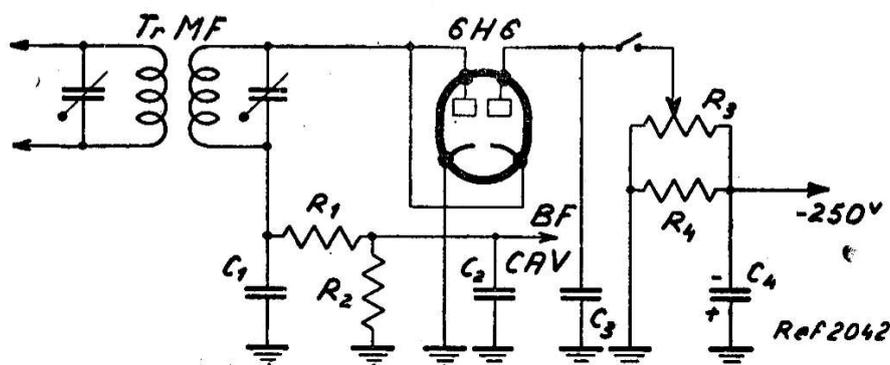


Figure 42. — Antiparasite limiteur diode.

$C_1 = C_2 = 250 \mu\mu\text{F}$ .  
 $C_3 = 0,5 \mu\text{F}$ .  
 $C_4 = \text{électrochimique } 8 \mu\text{F}$ .

$R_1 = 50.000 \text{ ohms}$ .  
 $R_2 = 1 \text{ mégohm}$ .  
 $R_3 = \text{potentiomètre } 10.000 \text{ ohms}$ .  
 $R_4 = 500 \text{ ohms (5 watts)}$ .

On règle le potentiomètre  $R_2$  comme dans le montage précédent, de façon que le signal passe juste. Tout parasite d'amplitude supérieure au signal sera écarté. La tension aux bornes du potentiomètre précité doit pouvoir varier de 0 à 20 volts environ; la valeur de la résistance  $R_4$  (prévue de 500 ohms sur le schéma), sera déterminée en conséquence. Noter que le —HT de l'alimentation plaque n'est pas relié directement à la masse; il doit passer par le groupe  $R_3, R_4$  de façon à produire la chute de tension négative nécessaire à la polarisation de la diode antiparasites.

**Antiparasite étouffeur à diode.** — Le montage, dont le fonctionnement est basé sur le principe de « tout ou rien » est celui de la figure 43. Il se compose de deux diodes, combinées en un seul tube type 6H6 ou équivalent. Détection normale par la diode  $D_1$ . La résistance de détection est constituée par  $R_1$  et  $R_2$  montées sous forme potentiométrique, avec  $R_1 = 2, R_2$ . Le condensateur  $C_1$  monté en parallèle sur  $R_1, R_2$  est le condensateur « réservoir ».

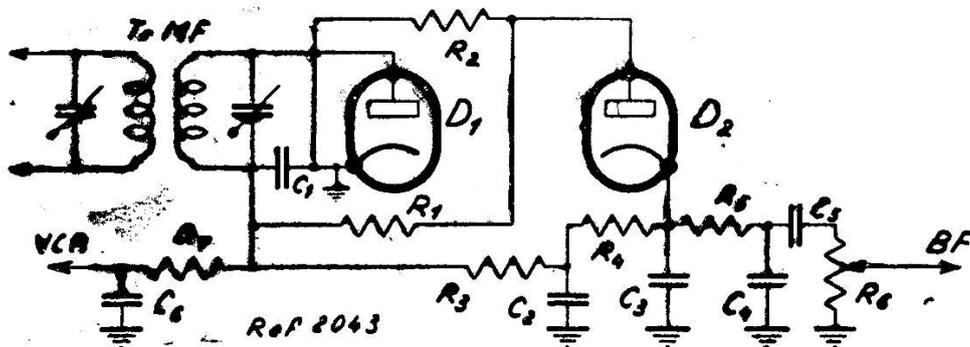


Figure 43. — Antiparasite étouffeur à diode.

$C_1 = 250 \mu\mu\text{F.}$   
 $C_2 = 0,1 \text{ à } 0,5 \mu\text{F.}$   
 $C_3 = C_4 = 150 \mu\mu\text{F.}$   
 $C_5 = C_6 = 0,1 \mu\text{F.}$

$R_1 = 200.000 \text{ ohms.}$   
 $R_2 = 100.000 \text{ ohms.}$   
 $R_3 = R_4 = 0,5 \text{ mégohm.}$   
 $R_5 = 50.000 \text{ ohms.}$   
 $R_6 = R_7 = 0,5 \text{ mégohm.}$

La liaison à l'ampli BF se fait par l'intermédiaire du circuit antiparasites constitué par la diode  $D_2$ , les résistances  $R_5, R_6$  et le condensateur  $C_2$ . La valeur des résistances  $R_5, R_6$  doit être grande par rapport à celle de  $R_1, R_2$ .

La diode se comporte comme une soupape qui laisse passer le courant dans  $R_3, R_4$  lorsque sa plaque est portée à un potentiel positif, et interrompt ce courant lorsqu'elle est négative par rapport à la cathode. Tant que l'onde porteuse reçue par le récepteur est modulée à moins de 100 % (soit par le signal BF, soit par des parasites peu intenses), la cathode de  $D_2$  suit la plaque dans ses oscillations et le signal détecté est transmis normalement à la BF. Mais si, par l'action d'un parasite violent, le taux de modulation est supérieur à 100 %, la plaque est portée instantanément à un potentiel négatif par rapport à la cathode; la liaison détection-ampli BF se trouve ainsi coupée et l'audition est interrompue pendant la durée du parasite.

La constante de temps du circuit antiparasites, avec les valeurs du schéma, est de 0,35 seconde environ. On peut avoir avantage à faire varier cette constante de temps en utilisant en  $C_2$  des condensateurs interchangeables d'une capacité comprise entre 0,1 et 0,5  $\mu\text{F}$ . Ce montage n'utilise pas comme les précédents de potentiomètre pour le réglage du seuil d'antiparasitage. Il est réglé une fois pour toutes.

A la sortie de la diode antiparasites, nous avons indiqué un filtre  $R_5$ ,  $C_5$ ,  $C_4$  pour la MF. La grille du préampli BF est attaquée directement par le curseur du potentiomètre  $R_3$ .

Si on n'utilise pas d'hétérodyne de battement MF pour la réception de la graphie, on peut adopter l'antifading simple indiqué sur le schéma, quoique nous préférons un antifading différé séparé, mais qui nécessite l'emploi d'une troisième diode. Pour cette dernière on peut prendre en préampli BF un tube combiné diode-triode ou diode-penthode, et utiliser la diode pour l'antifading différé; il est toutefois préférable de conserver à chaque tube une fonction indépendante.

**Antiparasite Limiteur Dickert.** — Placé dans le circuit détecteur MF ce dispositif se règle automatiquement sur le niveau de l'onde porteuse. Schéma figure 44. Un tube double-diode 6N7 fonctionne en détecteur par l'une des diodes; l'autre diode est utilisée en antifading retardé, le retard variable étant obtenu par le potentiomètre  $R_3$  fonctionnant en résistance de polarisation cathodique du préampli BF (par exemple tube 6C5).

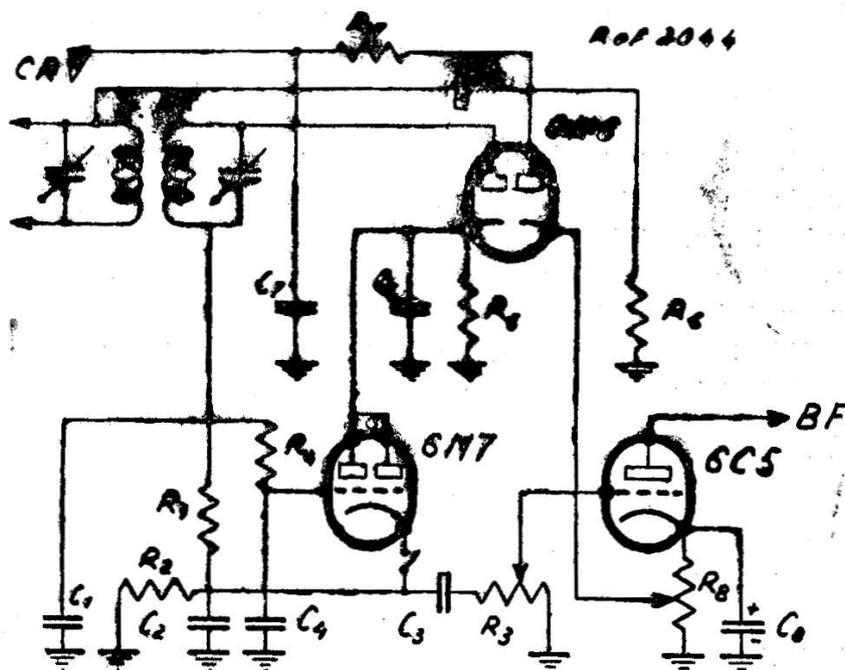


Figure 44. — Antiparasite Dickert.

$C_1 = C_5 = 50 \mu\text{F}$ .  
 $C_2 = C_6 = 100 \mu\text{F}$ .  
 $C_3 = 0,01 \mu\text{F}$  mica.  
 $C_4 = 0,1 \mu\text{F}$  papier.  
 $C_7 = 0,05 \mu\text{F}$  papier.  
 $C_8 = \text{électrochimique } 25 \mu\text{F}$ .

$R_1 = R_2 = 0,25 \text{ mégohm}$ .  
 $R_3 = \text{potentiomètre } 1 \text{ mégohm}$ .  
 $R_4 = R_6 = R_7 = 1 \text{ mégohm}$ .  
 $R_5 = 0,1 \text{ mégohm}$ .  
 $R_8 = \text{potentiomètre } 3.000 \text{ ohms}$ .

La résistance de charge de la diode détectrice est constituée par les résistances en série  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_5$ . Le tube limiteur (double triode 6N7 dont les éléments sont montés en parallèle) fonctionne de la façon suivante :

La grille reçoit la tension détectée de modulation et filtrée par  $R_4$ ,  $C_4$ ; le potentiel de grille est constant et égal à l'amplitude moyenne de l'onde modulée (tant que la modulation de la porteuse ne dépasse pas 100 %). La cathode reçoit la tension détectée non filtrée; son potentiel suivra donc la modulation. On prend  $R_1 = R_2$  afin que la grille soit toujours négative par rapport à la cathode lorsque la modulation est inférieure à 100 %; les deux potentiels deviennent égaux pour

une modulation de 100 %, car alors l'amplitude instantanée de l'onde modulée est égale au double de l'amplitude moyenne. Enfin la plaque, grâce à la résistance de charge  $R_1$  insérée dans la cathode de la diode détectrice, est portée à un certain potentiel BF; ceci permet de rendre le tube limiteur plus sensible, car en présence d'un signal la cathode de la diode (donc la plaque du tube 6N7) devient positive par rapport aux deux extrémités de la résistance  $R_1$  (reliées à la grille et à la cathode du tube limiteur).

Tout parasite dont l'amplitude instantanée est supérieure au double de l'amplitude moyenne de l'onde porteuse reçue, rend la grille positive par rapport à la cathode. De plus, la présence de la résistance  $R_1$  rend la plaque fortement positive. A ce moment le tube limiteur devient conducteur et court-circuite la résistance de charge  $R_2$ , ce qui bloque l'ampli BF pendant la durée du parasite.

**Antiparasite étouffeur de Lamb.** — Ce dispositif est d'une efficacité indiscutable. Tous les parasites ne sont pas éliminés par le système Lamb, mais il est particulièrement efficace contre les parasites industriels, tels que moteurs électriques et à explosions, sonneries, téléphone, interrupteurs, etc. De plus, les parasites atmosphériques les plus violents sont réduits à de faibles craquements, ce qui permet des écoutes agréables par orage violent, même sur les gammes les plus perturbées (P. O. et G. O.).

Le principe du dispositif étouffeur de Lamb (silencer) est de bloquer le récepteur pendant la durée du parasite; ce temps de blocage est de l'ordre du centième de seconde, ce qui est insensible à l'oreille.

Dans un récepteur comportant au moins deux étages MF on remplace le second tube MF par un tube 6L7. Voir schéma figure 45. En parallèle sur ce tube est monté un amplificateur de parasites, composé d'une penthode à pente fixe (6J7 ou analogue) amplificatrice, suivie d'une double-diode détectrice (redressement des deux alternances). La tension redressée due aux parasites sert à polariser négativement la grille n° 3 du tube 6L7, bloquant partiellement ou totalement cet étage MF suivant l'amplitude du parasite.

Un contrôle manuel du seuil de l'amplificateur de parasites est obtenu par le réglage du potentiomètre  $R_2$ ; cet amplificateur n'entre en jeu que lorsque l'amplitude du parasite dépasse l'amplitude du signal que l'on a réglée par  $R_2$ .

Le transfo MF de l'ampli de parasites est à secondaire apériodique, couplage serré avec le primaire, et à prise médiane pour la détection des deux alternances; cette prise permet de réduire la tendance à l'accrochage de l'ampli MF. Voici quelques indications pour la réalisation de ce transfo spécial :

Prendre un transfo MF du commerce. Le primaire accordé est conservé sans modification. Enlever le secondaire et le rebobiner contre le primaire, en le séparant de celui-ci par une rondelle isolante en carton bakéliné. Après avoir déroulé le fil du secondaire primitif, le diviser en deux longueurs égales et les enrouler ensemble contre le primaire; on obtient deux entrées et deux sorties du fil. La sortie de l'une des deux moitiés de l'ex-secondaire sera reliée à l'entrée de l'autre moitié, ce qui nous donne la prise médiane.

La bonne marche du système Lamb peut se résumer dans les points suivants

- A. Aucune distorsion en l'absence d'effet étouffeur (silencer).
- B. Réglage de l'effet silencer s'effectuant pour un point très net du potentiomètre de seuil  $R_2$  et sans aucune instabilité de ce point.
- C. Seuil absolument stable quel que soit l'intensité du fading.
- D. Constante de temps la plus faible possible.

Certains schémas parus dans des revues et ouvrages français étant incomplets, nous attirons l'attention des lecteurs sur les points suivants :

1° La bobine d'arrêt SA du circuit grille n° 3 du tube 6L7 est indispensable pour assurer la deuxième caractéristique du point B défini ci-dessus. La valeur de cette bobine d'arrêt est de 20 mH.

2° Le QST a indiqué initialement pour la résistance  $R_3$  de 20.000 ohms, en série entre le HT et le potentiomètre  $R_2$  de seuil de 5.000 ohms, un « wattage » de 1 watt. On retrouve cette valeur dans les reproductions françaises et aussi américaines. Cette puissance de dissipation est manifestement trop faible; la résistance chauffe exagérément, d'où instabilité du système. Il faut adopter une résistance  $R_3$  de 4 à 5 watts.

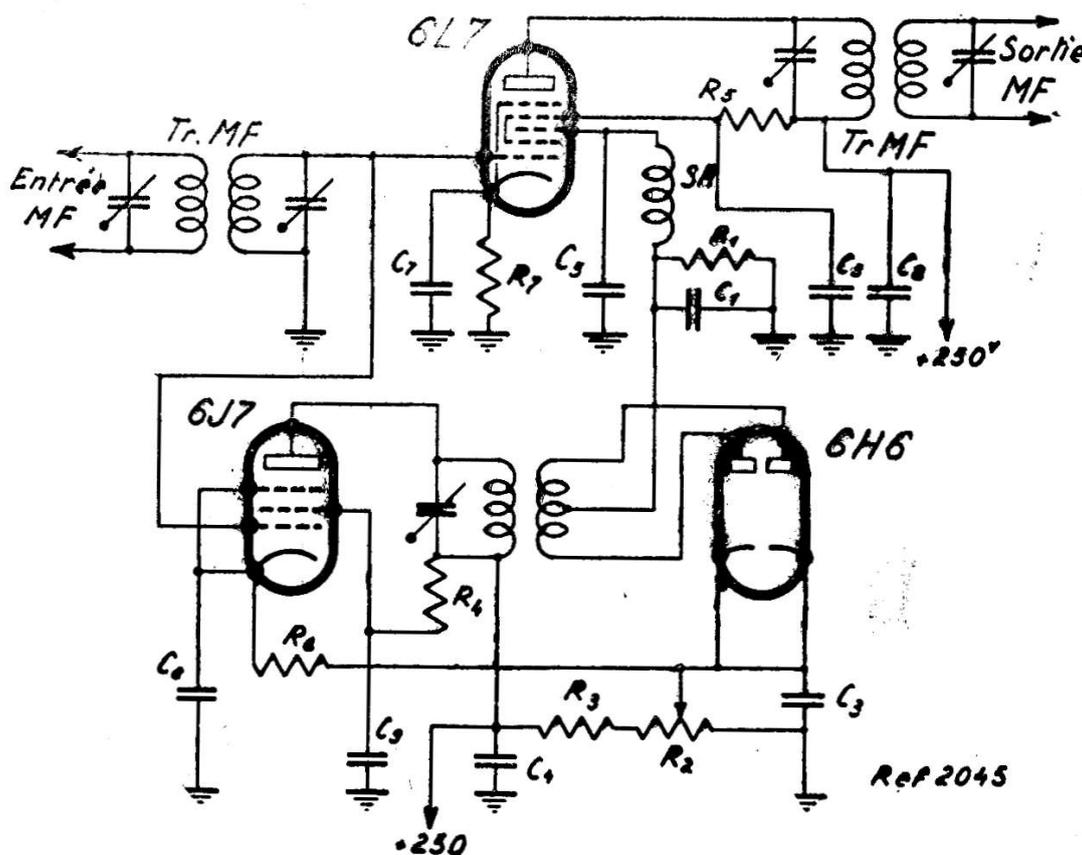


Figure 45. — Antiparasite Lamb.

$C_1 = 0$  à 200  $\mu\text{F}$ .  
 $C_2 = 50$  à 100  $\mu\text{F}$ .  
 $C_3 = C_6 = C_7 = 0,1$   $\mu\text{F}$ .  
 $C_4 = 0,01$  à 0,1  $\mu\text{F}$ .  
 $C_5 = C_9 = 0,01$   $\mu\text{F}$ .  
 $C_8 = 0,25$   $\mu\text{F}$ .

$R_1 = R_4 = R_5 = 0,1$  mégohm.  
 $R_2 = 5.000$  ohms  
 $R_3 = 20.000$  ohms } voir texte.  
 $R_6 = R_7 = 300$  à 1.000 ohms.  
 SA = bobine d'arrêt 20.000 mH.

3° Dans de nombreux montages publiés, l'antifading est pris après le tube de silence 6L7. Supposons qu'un parasite violent soit capté; le tube 6L7 va être bloqué et pour peu que le signal ait une certaine durée, la tension antifading prise après ce tube sera nulle et les tubes commandés amplifieront au maximum, ce qui donnera une tension encore plus élevée qui bloquera le tube 6L7. Le récepteur restera bloqué et il faudra ramener au minimum le potentiomètre de seuil  $R_2$  pour pouvoir entendre à nouveau. La solution est de prendre l'antifading avant le tube 6L7 et de l'amplifier séparément, suivant l'un des schémas 36 ou 37. Le point B est ainsi entièrement réalisé.

4° Pour que le point C soit observé, il est essentiel que le tube 6J7 de l'amplificateur de parasites et le tube 6L7 ne soient pas eux-mêmes soumis à l'antifading, et que leur tension d'attaque reste constante et pas trop élevée (point A. précité). Ces deux conditions sont réalisées avec le dispositif précédent : l'antifading agit seulement sur les étages précédent le tube silencier 6L7.

5° Le point D est que la constante de temps du circuit de charge  $R_1 C_1 C_2$  de la détection parasites doit être extrêmement faible. Sinon la réception restera bloquée pendant une durée plus longue que le parasite. Les condensateurs  $C_1$  et  $C_2$  doivent donc être aussi faibles que possible. Sur le schéma nous avons indiqué une valeur comprise entre 50 et 250  $\mu\mu\text{fd}$ ; déterminer par essais la capacité la plus réduite. En particulier pour  $C_1$  adopter la plus petite valeur possible sans produire l'accrochage; si le montage est convenablement réalisé on peut souvent le supprimer.

**Limiteurs basse fréquence.** — Ces systèmes sont simples et applicables à presque tous les récepteurs, particulièrement ceux à amplification directe (type 1 V 1 par exemple). Le système limite l'amplitude des signaux de sortie de l'amplificateur basse fréquence; il maintient également la puissance de sortie (output) du signal presque constante malgré le fading.

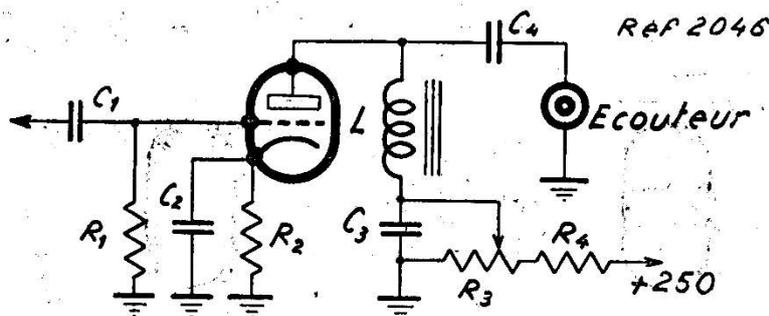


Figure 46. — Limiteur BF triode.

$$C_1 = 0,01 \mu\text{F.}$$

$$C_2 = C_3 = 1 \mu\text{F.}$$

$$C_4 = 0,1 \mu\text{F.}$$

$$R_1 = 0,5 \text{ mégohm.}$$

$$R_2 = 2.000 \text{ ohms.}$$

$$R_3 = \text{potentiomètre } 50.000 \text{ ohms.}$$

$$R_4 = 20.000 \text{ ohms.}$$

Deux circuits types : le premier, donné figure 46, utilise un tube triode fonctionnant à tension plaque réduite (environ une dizaine de volts), de sorte qu'il se trouve saturé pour un faible niveau du signal. Le second, figure 47, est préférable au précédent; son fonctionnement est excellent. Un tube penthode type basse fré-

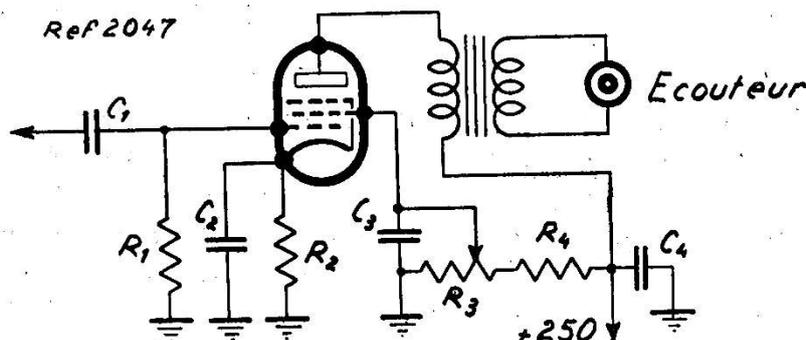


Figure 47. — Limiteur BF penthode.

(mêmes valeurs que figure 46.)

quence est alimenté à tension plaque normale, mais à tension écran réduite (35 volts environ). La puissance de sortie reste pratiquement constante pour toute valeur supérieure à une tension d'excitation grille donnée, et cela pour une variation de puissance de l'ordre de 100 à 1.

Pour ces deux montages, le seuil de limitation est réglable par le potentiomètre  $R_2$ . Ils s'appliquent particulièrement à l'écoute au casque.

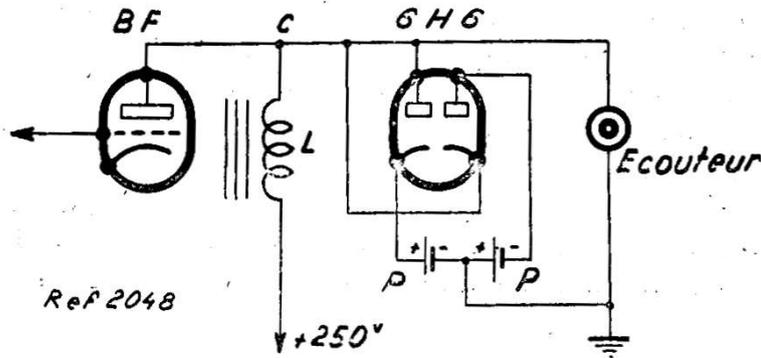


Figure 48. — Limiteur BF diode.

$C = 0,02 \mu F$  mica.

$L =$  self à fer BF.

Un dispositif basé sur un principe différent est donné figures 48 et 49. Un tube double-diode genre 6H6, ou mieux une valve à chauffage indirect et cathodes indépendantes comme le type 84, par exemple, fonctionne en soupape dès que la tension BF dépasse une certaine valeur; cette valeur est déterminée par la tension des piles P (figure 48). Lorsque la tension du parasite est supérieure à la tension négative appliquée aux anodes du tube double-diode, l'espace cathode-anode des diodes qui, auparavant présentait une impédance (ou résistance) presque infinie, devient conducteur et cette impédance tombe à quelques centaines d'ohms. Le casque téléphonique (ou le haut-parleur) E est court-circuité pendant le très court instant du passage de la pointe de tension due au parasite. Le fonctionnement étant instantané et très rapide, n'affecte pas l'audition. La tension de la pile P est fonction de l'amplification BF et du niveau de l'audition désiré; en général quelques volts.

Il est indispensable d'utiliser un circuit diode push-pull, car les impulsions parasites sont alternatives et asymétriques. On écrête ainsi également les impulsions positives et négatives.

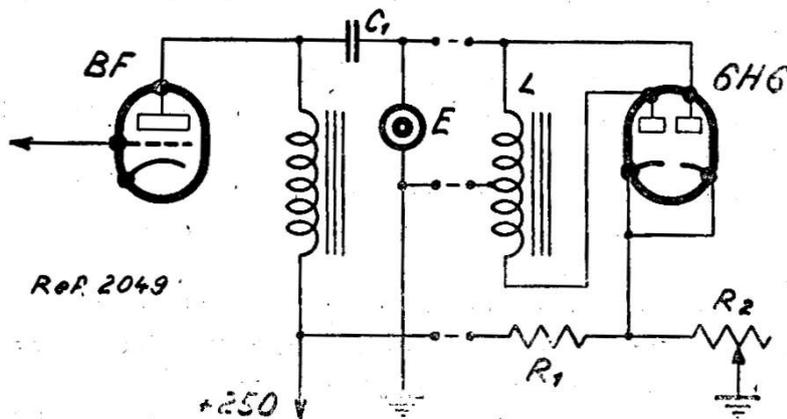


Figure 49. — Limiteur BF diode.

$C_1 = 0,02 \mu F$  mica.

$R_1 = 15.000$  à  $25.000$  ohms (10 watts).

$R_2 =$  potentiomètre 200 ohms.

$L =$  voir texte.

$E =$  écouteur.

Le montage de la figure 49 permet de supprimer les piles. Le réglage du taux d'écrêtage se fait par le potentiomètre  $R_0$ . La self-inductance  $L$  est une bobine BF à fer à prise médiane.

### CONCLUSION

Nous arrêtons ici cette première étude. Au cours des différents chapitres nous avons développé les points importants, tels que glissement de fréquence, pulling, sensibilité, sélectivité, stabilité, rapport signal-image, rapport signal-parasites.

Il reste encore de nombreuses précisions à donner sur le montage de l'ensemble du récepteur, son réglage, sa mise au point, et sur la partie basse fréquence. Ce sera l'objet d'une seconde étude.

Nous nous sommes efforcés de concrétiser des résultats d'expériences qui, pensons-nous, permettront au lecteur, soit de perfectionner un récepteur existant, soit de mettre en chantier un superhétérodyne OC de trafic, susceptible de lui donner toute satisfaction.

J. BASTIDE F8JD.

---

## ARTICLES PARUS DANS RADIO-REF

(Suite)

### ALIMENTATION

- Construction d'un transfo de puissance pour alimentation totale d'un poste émetteur (F8AU), avril 1931, pp. 136-139.
- Transformateur de chauffage 7,5 volts (F8OL), juin 1931, p. 190.
- Enroulements pour transformateurs de tension, juillet 1931, p. 212.
- Le filtre de haute tension (traduction F8CA), septembre 1932, pp. 425-427.
- Vérification valeur selfs à fer (F8OL), novembre 1932, pp. 519 à 523.
- Le problème de l'alimentation haute tension (Service Technique du REF), décembre 1932, pp. 563-596.
- La haute tension (de Puydt), avril 1933, pp. 197-202.
- Une alimentation plaque double utilisant des lampes américaines type 83 (traduction F8CA), avril 1933, pp. 216-218.
- Pour mieux utiliser vos transfos à prise médiane (F8CA), mai 1933, pp. 262-263.
- Emploi des valves de redressement à cathode chaude (Huitairjy), octobre 1933, pp. 527-534.
- Emploi du régulateur fer-hydrogène sur un émetteur (F3AR), oct. 1933, pp. 535-539.
- Dispositif d'alimentation RAC à tension constante (F8CW), janvier 1934, pp. 31-35.
- Pour atténuer le RAC (F3AR - F8DS), mars 1935, p. 162.
- Construction d'un survolteur-dévolteur (F3JK), novembre 1935, pp. 682-685.
- Alimentation en série, juillet 1936, pp. 409-411.
- Rôle et valeur de la bobine de réactance dans les redresseurs à vapeur de mercure (F8VI), décembre 1936, pp. 674-679.
- Mesures des tensions d'un redresseur avec filtre (F8DS), décembre 1938, pp. 610-615.

# LES RÉCEPTEURS D'ONDES COURTES A CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

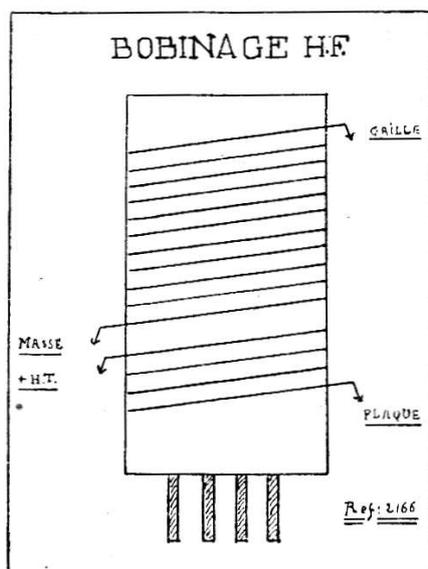
Radio-REF 1947

Lorsque l'on examine un récepteur de trafic de construction industrielle, on a tendance à croire qu'un amateur, souvent peu outillé, ne peut réaliser convenablement un appareil pouvant rendre les mêmes services. Il est évident qu'un récepteur construit par un amateur n'aura pas, sauf cas exceptionnel, la belle présentation et la simplicité apparente de réglage d'un récepteur commercial, mais sous certaines réserves que nous allons examiner, il peut attendre de son appareil un rendement analogue. De plus le prix de revient sera infiniment moindre que le prix d'achat d'un récepteur commercial.

Le gros avantage d'un récepteur construit « at home » est que l'amateur peut le combiner à son gré, et s'il a pris la précaution de laisser de la place sur le châssis, il lui est facile par la suite de perfectionner le montage sans difficulté, ce qui est pratiquement impossible avec un récepteur industriel.

Un récepteur de trafic amateur couvrira uniquement les bandes de fréquence qui nous sont réservées et on obtiendra ainsi pour ces bandes le rendement maximum : bon étalement des bandes, stabilité HF et possibilité d'étalonnage direct en fréquences. Alors qu'un récepteur commercial se doit de recevoir également toutes les fréquences ondes courtes, d'où complication importante.

Notre récepteur de trafic amateur sera prévu pour la réception des bandes 3,5-7-14 et 29 Mc/s. C'est une erreur de vouloir également recevoir le 60 Mc/s sur le même appareil ; pour cette dernière gamme il est infiniment préférable de monter soit un récepteur spécial, soit un adaptateur que l'on placera avant le super-hétérodyne.



Le principe est d'utiliser non un bloc de bobines HF à commutateur (d'un prix élevé), mais des bobines HF interchangeables et des condensateurs variables à réglage séparé. On supprime ainsi radicalement les grosses difficultés d'alignement et avec un peu d'habitude (rapidement acquise) on obtient le rendement maximum. Avec des bobines interchangeables les connexions HF seront plus courtes, la séparation des circuits facile, le blindage commode à réaliser.

Nous décrirons plusieurs récepteurs de trafic, plus ou moins compliqués. Le premier de la série, que nous présentons dans ce numéro, sera le récepteur de base, susceptible de perfectionnements ultérieurs, que l'on aura avantage à monter en premier lieu afin de se familiariser avec sa mise au point et son fonctionnement. Il a pour lui une excellente sensibilité, une bonne stabilité, une sélectivité variable grâce à un amplificateur MF à réaction, l'écoute des stations phonie et graphie, la possibilité d'étalonnage direct en fréquences.

Nous indiquerons ensuite les perfectionnements que l'on peut apporter, mais nous conseillons vivement aux amateurs de « commencer par le commencement » et de ne pas se lancer tout de suite dans le montage d'un récepteur trop parfait, sous peine d'échec.

Nos lecteurs auront grand avantage à relire attentivement notre étude détaillée sur les Récepteurs OC de Trafic, parue dans les trois premiers numéros de « Radio-REF », janvier, avril et juillet 1946. Pour éviter des répétitions inutiles, nous les renverrons aux chapitres correspondants de cette étude.

**PARTIE HAUTE FREQUENCE.** — Elle comporte un étage HF accordé, pour réduire la fréquence-image et un changement de fréquence à deux tubes, afin d'assurer le maximum de stabilité.

L'étage HF est du type accordé ; voir « Radio-REF », janvier 1946, pages 37 et suivantes. Signalons une erreur du dessinateur dans le schéma, figure 15, page 37 : supprimer la connexion reliant l'écran à la bobine  $L_1$  qui court-circuite le circuit plaque du tube HF. La bobine  $L_1$  permet l'utilisation soit d'une antenne unifilaire avec prise de terre, soit d'une antenne à descente double. L'antifading monté en dérivation sur le circuit grille donne une constante de temps plus faible et à l'avantage de permettre la miss à la masse directe de la bobine HF. Un contrôle manuel de sensibilité  $P_1$  permet de faire varier à volonté la polarisation cathodique de l'étage HF et du second étage MF. La résistance de cathode  $R_1$  sera choisie aussi faible que possible de façon à donner le maximum de sensibilité lorsque le potentiomètre  $P_1$  est au zéro, et obtenir ainsi un rapport élevé signal sur parasites ; la valeur indiquée 250 ohms sera donc à retoucher suivant le tube utilisé. A la place du tube standard 6K7 proposé, on peut adopter de préférence le type EF8 (sans soufflé) ou bien un 1851, 1852, 6SG7, etc., qui donnent une amplification supérieure (pente plus élevée), mais sont plus délicats à régler ; voir R.R. janvier 1946, pages 40 à 42.

Le changement de fréquence est à deux tubes, ce qui donne le maximum de stabilité, point très important dans un récepteur de trafic. Le tube mélangeur est du type 6E8 (R.R. janvier 1946, pages 27 à 30) ; la plaque de la section triode est soit mise à la masse, soit simplement isolée (faire l'essai). L'oscillateur HF est un tube triode 6J5, excellent aux fréquences élevées (R.R. janvier, pages 33 et 34) alimentation série, avec tension plaque stabilisée par le tube régulateur TR, ce qui donne une fréquence stable au bout de quelques minutes de service. En toute rigueur il faudrait également stabiliser la tension de chauffage à l'aide d'une résistance fer-hydrogène, mais cela nous entraînerait trop loin. Nous avons utilisé un tube régulateur américain VR 105 ; on peut adopter tout autre modèle, par exemple une ampoule néon type « veilleuse » après avoir enlevé la résistance placée dans le culot. Pour le réglage de la résistance  $R_{21}$ , voir R.R. pages 35 et 36. Si on ne peut se procurer momentanément de tube régulateur, on s'en passera provisoirement ; dans ce cas la résistance  $R_{21}$  aura une valeur de 25.000 ohms, puissance de dissipation 5 watts ; le schéma est inchangé, le tube régulateur étant simplement supprimé.

Les condensateurs variables d'accord et d'hétérodyne sont réglés séparément. Les circuits oscillants grille étage HF et grille étage mélangeur étant identiques, les deux condensateurs variables  $CV_1$  et  $CV_2$  seront jumelés. Toutefois pour compenser certaines capacités parasites dues au câblage, il est prévu en parallèle des trimmers  $C_1$  et  $C_2$  sur chaque bobine

(et solidaires avec la bobine) ; il se peut qu'ils ne soient pas nécessaires. Cependant la charge due à l'antenne peut influencer sur l'accord grille de l'étage HF, surtout si on utilise un tube à forte pente, d'où l'utilité des trimmers que l'on règle suivant l'antenne en service.

L'accord de l'hétérodyne HF se fait séparément à l'aide de deux condensateurs variables en parallèle. L'un CV<sub>1</sub>, non démultiplié, permet de placer l'oscillation au milieu de la bande (adopter de préférence le battement avec la fréquence supérieure à celle du signal, sauf pour la gamme 28 Mc/s) ; l'autre CV<sub>2</sub>, muni d'un excellent démultiplicateur, aura une faible capacité, et branché sur quelques spires de la bobine L<sub>s</sub> sert à l'étalement de la bande. En cours de trafic le réglage se fait uniquement par le condensateur d'étalement CV<sub>2</sub> ; on retouche légèrement le réglage du condensateur double CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub> si l'on passe d'une extrémité à l'autre de la bande. Ce dispositif, à condensateurs variables séparés, donne une grande précision d'accord, — ainsi que le maximum de sélectivité.

Le circuit oscillant de l'hétérodyne HF a une capacité d'accord supérieure à celle des circuits oscillants HF et mélangeur, ceci afin d'avoir une bonne stabilité d'oscillation (faible rapport L/C). La bobine L<sub>s</sub> aura donc un nombre de spires sensiblement moins élevé que les bobines L<sub>2</sub> et L<sub>3</sub>.

Le tube mélangeur 6E8 n'est soumis ni à l'antifading, ni au contrôle manuel de sensibilité, afin d'éviter tout glissement de fréquence (pulling).

**Amplificateur moyenne fréquence.** — Cet amplificateur MF à deux étages 472 Mc/s utilise du matériel courant, mais on doit le choisir d'excellente qualité. Il permet, grâce au premier étage à réaction, d'obtenir une grande sélectivité, avec effet de « single signal », malgré l'absence de filtre cristal. Voir « Radio-Ref », avril 1946, pages 98 et 99. Les transformateurs MF seront du type à fer divisé, d'un meilleur rendement et plus sélectifs que ceux à air ; mais si l'on possède de bons transformateurs à air, ne pas hésiter à les utiliser. Noter que le second transformateur T<sub>2</sub> doit être du type « inter-étage », dont le couplage entre les deux bobines est un peu moindre que le couplage critique.

La réaction MF s'obtient en insérant dans la grille suppressor du premier tube MF un circuit accordé LC constitué par un enroulement de transformateur MF à air ou à fer et son trimmer ajustable ; on accorde exactement ce circuit sur la fréquence MF et le dosage de la réaction se fait par la résistance variable P<sub>1</sub> (type potentiomètre) qui amortit plus ou moins le circuit LC. Il ne doit y avoir aucun couplage inductif entre LC et les transformateurs MF ; le circuit LC sera placé sous le châssis.

Le but de la réaction MF n'est pas d'obtenir un battement d'interférence pour la réception des signaux télégraphie, mais uniquement d'augmenter la sensibilité et la sélectivité apparente de l'étage MF. On réglera donc la résistance variable P<sub>1</sub> juste avant l'accrochage des oscillations ; on aura alors le maximum d'amplification et de sélectivité. La manœuvre des résistances variables P<sub>1</sub> (réaction MF) et de P<sub>2</sub> (contrôle manuel de sélectivité) donnera une grande marge de sélectivité variable.

Le second étage MF est normal. Sa polarisation cathodique est variable et commandée avec celle de l'étage HF, par le potentiomètre P<sub>2</sub>. Noter que la polarisation cathodique de l'étage MF à réaction est fixe, car si elle était variable elle dérèglerait la réaction. Dans le circuit plaque du second étage MF est monté un milliampèremètre (facultatif) gradué de 0 à 10 mA, qui sert de QSA-mètre ; lorsque l'antifading est en service, le courant plaque varie en sens inverse de la force du signal. Le milliampèremètre indique donc l'intensité relative du signal ; l'inconvénient est que la lecture décroît quand la force du signal augmente. Ce défaut peut être corrigé par le montage en pont décrit dans « Radio-Ref », juillet 1946, page 163.

La liaison du primaire du transformateur T<sub>1</sub> à la plaque du tube mélangeur sera faite sous gaine blindée et le condensateur C<sub>1</sub> découplé à la masse au socle de la bobine grille du tube 6E8.

**La détection et l'antifading.** — Détection diode classique par tube 6H6

indépendant des autres tubes ; voir « Radio-Ref », juillet 1946, pages 159 et suivantes. Pour éviter l'amortissement du transformateur MF, la diode est reliée au point milieu du secondaire de T. L'antifading est produit par la seconde diode, avec différé variable par le potentiomètre P<sub>1</sub> ; cela peut paraître un luxe inutile et dans ce cas relier la cathode antifading à la cathode du premier tube BF. Il est pourtant utile de pouvoir modifier la valeur du différé pour l'écoute des fopies de faible puissance.

Un commutateur I<sub>1</sub> permet de supprimer l'action de l'antifading lorsque l'oscillateur MF de battement est en service ; on peut le jumeler avec l'interrupteur I<sub>2</sub> de l'oscillateur MF, mais nous ne le conseillons pas, car, on peut avoir besoin de supprimer l'antifading sans mettre en route l'oscillateur MF.

**Hétérodyne MF de battement.** — La réception des signaux télégraphié pourrait se faire en faisant accrocher l'étage MF à réaction et en accordant le circuit LC sur une fréquence différente de 500 à 1.000 périodes de celle de la MF ; mais on constaterait une réduction importante de la sensibilité, ce qui irait à l'encontre du but poursuivi. Il faut donc monter une hétérodyne MF de battements (le BFO des Américains).

Nous avons prévu une hétérodyne MF à injection variable, dont la puissance est réglée suivant la force des signaux reçus ; on supprime ainsi le souffle pour la réception des signaux faibles, et le blocage pour les signaux forts. Voir « Radio-Ref », avril 1946, pages 100 et 101.

Pour constituer cette hétérodyne MF, nous prendrons l'enroulement MF et son trimmer (avec son blindage) inutilisés provenant du transformateur MF qui a servi à constituer le circuit de réaction LC. Comme il n'est pas commode de faire une prise ECO sur la bobine MF, il suffira d'enrouler contre le nid d'abeilles 10 à 20 spires de fil 20/100 deux couches soie, qui constitueront l'enroulement cathodique. Le trimmer C<sub>2</sub> sert à accorder l'hétérodyne sur 472 Kc/s et le petit condensateur variable CV<sub>5</sub> permet de faire varier la note de battement de plus ou moins 1.000 à 1.500 périodes.

Normalement on devrait blinder l'ensemble de l'oscillateur MF. Nous conseillons de le faire si c'est possible. Pratiquement, les bobines sont sous blindage, ainsi que le tube 6J7. Le condensateur variable CV<sub>5</sub> se trouve fixé au panneau avant, au-dessus du châssis ; on isolera le rotor du panneau à l'aide de rondelles isolantes, et les connexions de liaison de CV<sub>5</sub> avec le bobinage grille se feront directement au-dessus du châssis.

La liaison de l'hétérodyne MF au tube détecteur se fait sous gaine métallique, et quelques spires de fil isolé enroulées autour de la connexion diode détectrice assurent le couplage.

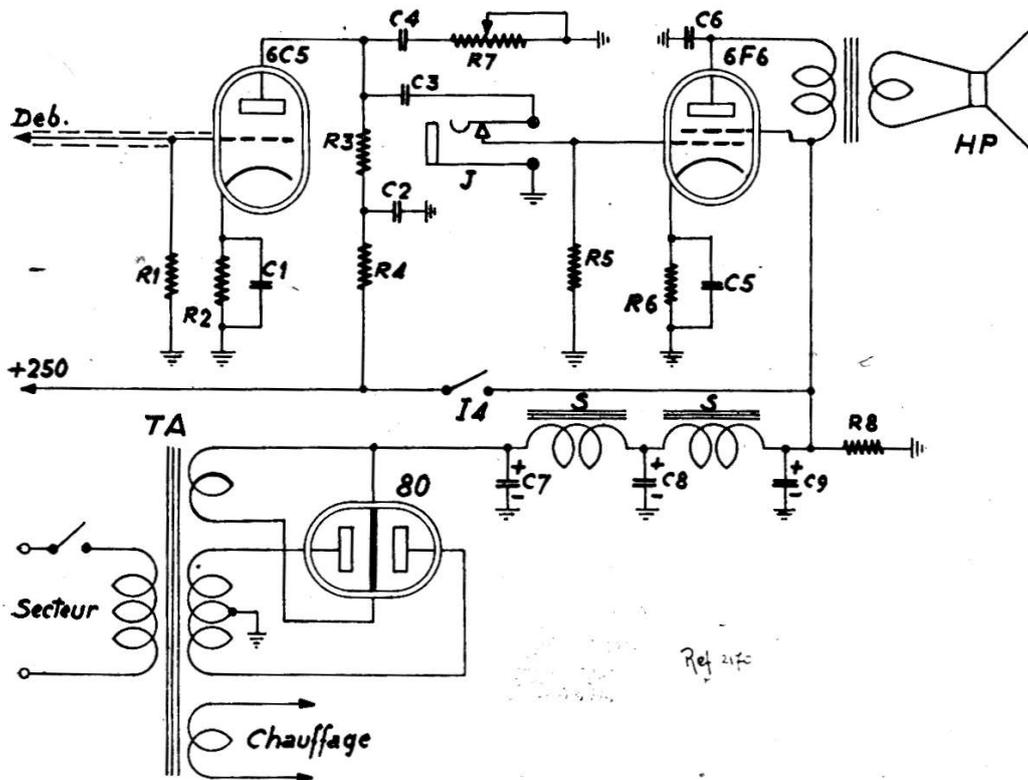
**Amplificateur basse fréquence.** — L'amateur peut adopter l'amplificateur BF de son choix. Nous avons indiqué un montage classique à deux étages, avec prise pour écoute au casque. Si on désire une écoute de qualité pour la phonie, particulièrement pour les habitués de la bande 3,5 Mc/s, on peut monter en dernier étage un étage de puissance push-pull suivi d'un haut parleur de grand diamètre.

Noter l'interrupteur 1<sub>1</sub> (le standing-by) destiné à couper la tension plaque sur le récepteur pendant l'émission ; l'étage de puissance BF est toujours maintenu en service de façon à éviter toute surtension au bloc d'alimentation, en cas de coupure de la résistance tampon 25.000 ohms (placée à la sortie de l'alimentation), lorsque l'interrupteur 1<sub>1</sub> est ouvert.

Le casque sera d'un modèle à forte impédance, et le type à cristal est particulièrement indiqué.

**Partie alimentation.** — Le bloc d'alimentation sera obligatoirement séparé du récepteur et placé à un ou deux mètres de distance afin d'éviter toute induction. Ce principe a d'ailleurs l'avantage de permettre d'utiliser l'alimentation pour tous autres usages, lorsque le récepteur ne fonctionne pas, par exemple l'oscillateur de l'émetteur. Le bloc comporte double cellule de filtrage, dont une peut être constituée par l'excitation du haut-parleur. Une résistance fixe bobinée 25.000 ohms puissance de dissipation d'au moins 10 watts, est montée en permanence aux bornes du redresseur.

Le chauffage des tubes du récepteur peut être prévu soit par deux fils, soit par un fil et retour à la masse. Dans le premier cas mettre le point milieu de l'enroulement chauffage à la masse. Dans les deux cas le chauffage des tubes HF et MF sera découplé (au ras des supports) par des condensateurs 0,01 et F papier.



R1 : 500.000 ohms 1/2 watt.  
 R2 : 2.500 ohms 1/2 watt.  
 R3 : 100.000 ohms 1/2 watt.  
 R4 : 25.000 ohms 1/2 watt.  
 R5 : 250.000 ohms 1/2 watt.  
 R6 : 450 ohms 1 watt.  
 R7 : Potentiomètre 50.000 ohms graphite.  
 R8 : 25.000 ohms 10 watts bobiné.

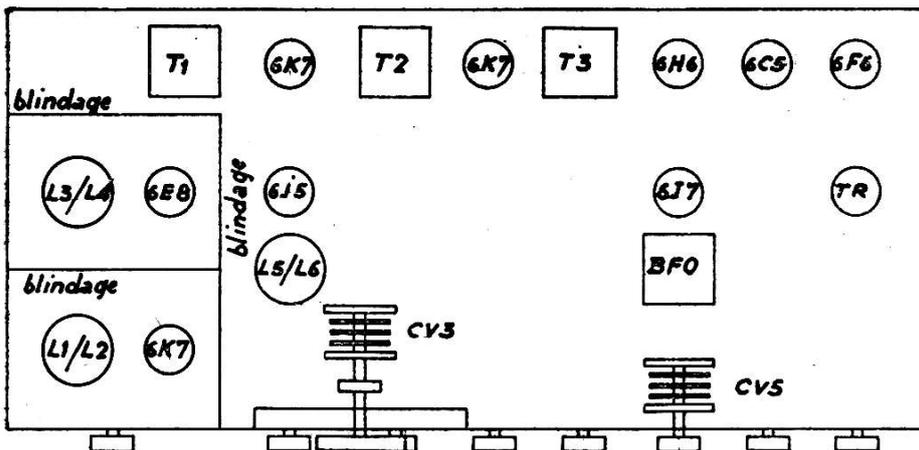
C1, C5 : 25  $\mu$ F 50 volts chimique.  
 C2 : 0,5  $\mu$ F papier 450 volts.  
 C3 : 0,01  $\mu$ F mica.  
 C4 : 0,05  $\mu$ F papier 450 volts.  
 C6 : 0,005  $\mu$ F papier 450 volts.  
 C7, C8, C9 : 8  $\mu$ F 550 volts chimique.  
 S : Self filtrage 15 henrys 80 mA.  
 TA : Transformateur d'alimentation.

**Construction.** — Le châssis devra être de dimensions suffisantes pour permettre l'adjonction ultérieure d'autres tubes, particulièrement du côté MF. Les croquis de réalisation ne tiennent pas compte de ces suppléments, et correspondent aux dimensions minima, longueur 450 mm, largeur 250 mm, hauteur 80 mm. Devant le châssis un panneau vertical, également métallique, hauteur 230 mm., et dont la longueur sera un peu plus grande que celle du châssis afin de permettre la fixation dans un cofret ou sur rack.

Ne possédant pas de plieuse (ce qui est courant chez les amateurs), nous avons adopté un châssis à éléments assemblés par vis et non pliés. La plaque horizontale est en duralumin 15/10 avec montants latéraux en bois dur (noyer), épaisseur 10 mm. Le montant vertical arrière est en ébonite et supporte toutes les bornes. Ce châssis démontable, est fixé au panneau vertical (également en duralumin 15/10) par une cornière du même métal, ou à la rigueur par plusieurs petites équerres ; l'ensemble est très rigide.

Il est difficile d'adopter un châssis en tôle pliée du commerce, le perçage ne correspondant pas à la disposition logique des différents étages.

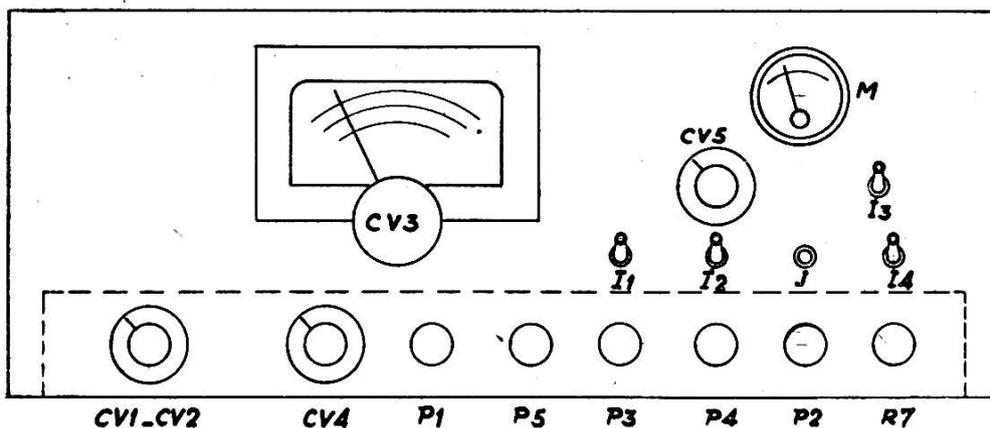
Toute la partie HF sera localisée dans la partie gauche du châssis, ce qui donne des connexions HF très courtes. Ne pas chercher la symétrie du panneau avant. Des écrans en duralumin ou aluminium séparent l'étage HF et le mélangeur du reste du montage (voir croquis).



**CHASSIS**

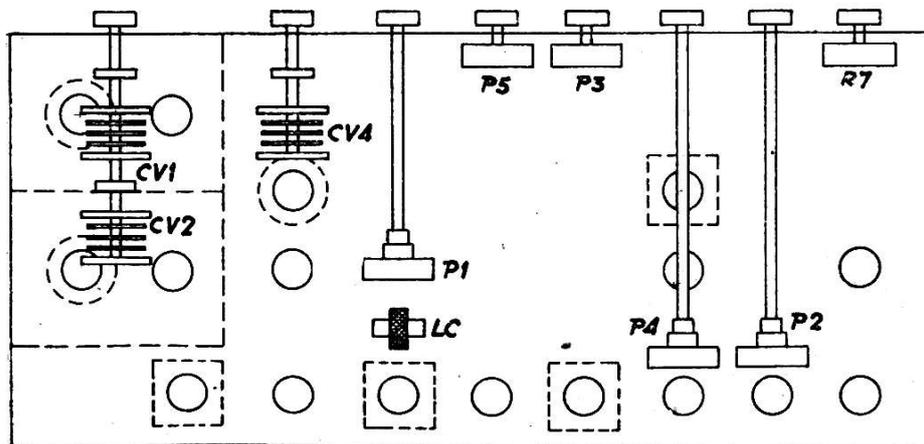
**vue dessus**

Ref 267



**PANNEAU AVANT**

Ref 268



**CHASSIS**

**vue dessous**

Ref 269

**DISPOSITION DU RECEPTEUR**

Les condensateurs variables  $CV_1$ ,  $CV_2$ ,  $CV_4$ ,  $CV_5$  sont isolés de la masse. Les retors sont reliés aux bornes des supports de bobines des circuits oscillants correspondants et non directement au châssis, afin d'éviter la circulation de courants HF dans les connexions de masse.

Les supports des tubes et bobines HF seront en stéatite. Les supports des autres tubes (MF, D, BF) seront du type standard en carton baké-lisé.

Les condensateurs de découplage des circuits HF et tubes HF seront obligatoirement à isolement mica, capacité 0,005 ou 0,01 F. Ceux des circuits MF et BF isolement papier ou électrochimiques. Pour un même tube tous les condensateurs de découplage seront mis à la masse en un même point (voir schéma) ; toutefois le condensateur  $C_5$  découplant la bobine plaque  $L_5$  de l'étage HF sera relié à la même masse que la bobine grille  $L_4$  du mélangeur.

La masse sera constituée par une bande de cuivre de 5 à 10 mm. de large, épaisseur de l'ordre de 1 mm., qui suivra le trajet des tubes et des divers transformateurs HF et MF ; cette bande sera fixée en de nombreux points du châssis à l'aide de vis ou de rivets. Une bonne masse est indispensable pour assurer la stabilité du récepteur ; ne pas hésiter à disposer sous le châssis un réseau de bandes de masse, formant un treillis passant à proximité de tous les circuits à découpler.

Les condensateurs de découplage seront soudés au ras des circuits à découpler (cosses des supports de tubes, bobines, transformateurs). Les disposer de façon à avoir des connexions très courtes particulièrement celle reliant le condensateur au circuit à découpler.

Le + HT de la tension plaque pourra être avantageusement constitué par un fil nu, rigide, de 12/10 par exemple, isolé du châssis par de petites colonnes isolantes d'une hauteur de 30 à 40 mm., ce qui facilite le câblage.

Les croquis de réalisation montrent une disposition logique. Etant donné la diversité des pièces détachées que possèdent les amateurs, nous ne pouvons donner les côtes détaillées. Avant de percer les trous, réfléchissez aux futures connexions, aux résistances et condensateurs à placer. Présentez les différents éléments sur une feuille de papier ayant les mêmes dimensions que votre châssis, tournez et retournez vos supports de tubes. Les connexions de plaque sont les plus dangereuses au point de vue longueur ; elles doivent être aussi courtes que possible. Placez le premier transformateur MF aussi près que possible du tube mélangeur.

**Valeur des bobinages HF.** — Avec des bobines interchangeable et des condensateurs variables séparés, on a intérêt à adopter pour les circuits d'accord HF un fort rapport L/C (forte inductance, faible capacité), ce qui permet d'augmenter nettement la sensibilité, cela toutefois un peu au détriment de la sélectivité.

Les valeurs que nous donnons ci-après correspondent à des carcasses de bobines diamètre 38 mm. Si le câblage du récepteur est bien fait, on pourra augmenter légèrement les nombres de spires indiqués.

Tous les bobinages sont exécutés en fil émaillé, particulièrement avantageux pour les bobines à spires non jointives. Celles-ci devront être bobinées de façon à occuper une longueur de 25 mm. On peut remplacer le fil émaillé par du fil isolement coton ou soie. Les spires seront fixées sur le mandrin par une légère couche de vernis trolitul, ou à défaut de vernis à ongle incolore.

La distance entre bobinage est la suivante :

$L_1 L_2 = 5$  mm.,  $L_3 L_4 = 10$  mm.,  $L_5 L_6 = 3$  mm.

La prise sur la bobine  $L_5$  de l'hétérodyne HF s'entend depuis la masse. La disposition des entrées et sorties des bobines sur les mandrins est donnée sur le croquis : en haut la bobine accordée, avec la grille à la partie supérieure ; en bas, la bobine aperiodique avec la plaque ou l'antenne à la partie inférieure.

Bande 3,5 Mc/s :  $L_1 = 7$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_2 = 35$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_3 = 17$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_4 =$  comme bobine  $L_2$ .

$L_5 = 25$  spires, fil 7/10 ; longueur 25 mm., prise à  
17 sp.  
 $L_6 = 5$  spires, fil 7/10, jointives.

Bande 7 Mc/s :  $L_1 = 5$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_2 = 20$  spires, fil 10/10, longueur 25 mm.  
 $L_3 = 10$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_4 =$  comme bobine  $L_2$ .  
 $L_5 = 13$  spires, fil 10/10, longueur 25 mm, prise à  
6° sp.  
 $L_6 = 3$  spires, fil 7/10, jointives.

Bande 14 Mc/s :  $L_1 = 4$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_2 = 11$  spires, fil 60/10, jointives.  
 $L_3 = 6$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_4 =$  comme bobine  $L_2$ .  
 $L_5 = 7$  spires, fil 10/10, longueur 25 mm., prise à  
2,5 sp.  
 $L_6 = 2$  spires, fil 7/10, jointives.

Bande 28 Mc/s :  $L_1 = 2$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_2 = 5$  spires, fil 10/10, longueur 25 mm.  
 $L_3 = 3$  spires, fil 7/10, jointives.  
 $L_4 =$  comme bobine  $L_2$ .  
 $L_5 = 3,5$  spires, fil 10/10, longueur 25 mm., prise  
1,5 sp.  
 $L_6 = 1,5$  spires, fil 7/10, jointives.

**Réglage.** — L'amplificateur basse fréquence étant au point, on règle l'amplificateur moyenne fréquence, le potentiomètre  $P_1$  étant au zéro de résistance (suppressor du premier tube MF à la masse). Nous n'insisterons pas sur ce réglage de la MF, que l'on trouvera dans de nombreux manuels d'alignement.

Placer un jeu de bobines HF (de préférence 3,5 ou 7 Mc/s) et à l'aide d'une hétérodyne étalonnée accorder les différents circuits HF sur le milieu de la gamme. Il est préférable de commencer sans l'étage HF, l'antenne étant branchée à la plaque du tube 6K7 (tube enlevé). Si on ne possède pas d'hétérodyne étalonnée, utiliser une simple détectrice à réaction. Attention aux harmoniques... Le milliampermètre du QSA-mètre sera très utile pour cette opération.

Régler l'hétérodyne MF de battements et la réaction MF. L'écoute du trafic peut déjà être assurée et, par réglages successifs, on parfait la mise au point de l'ensemble.

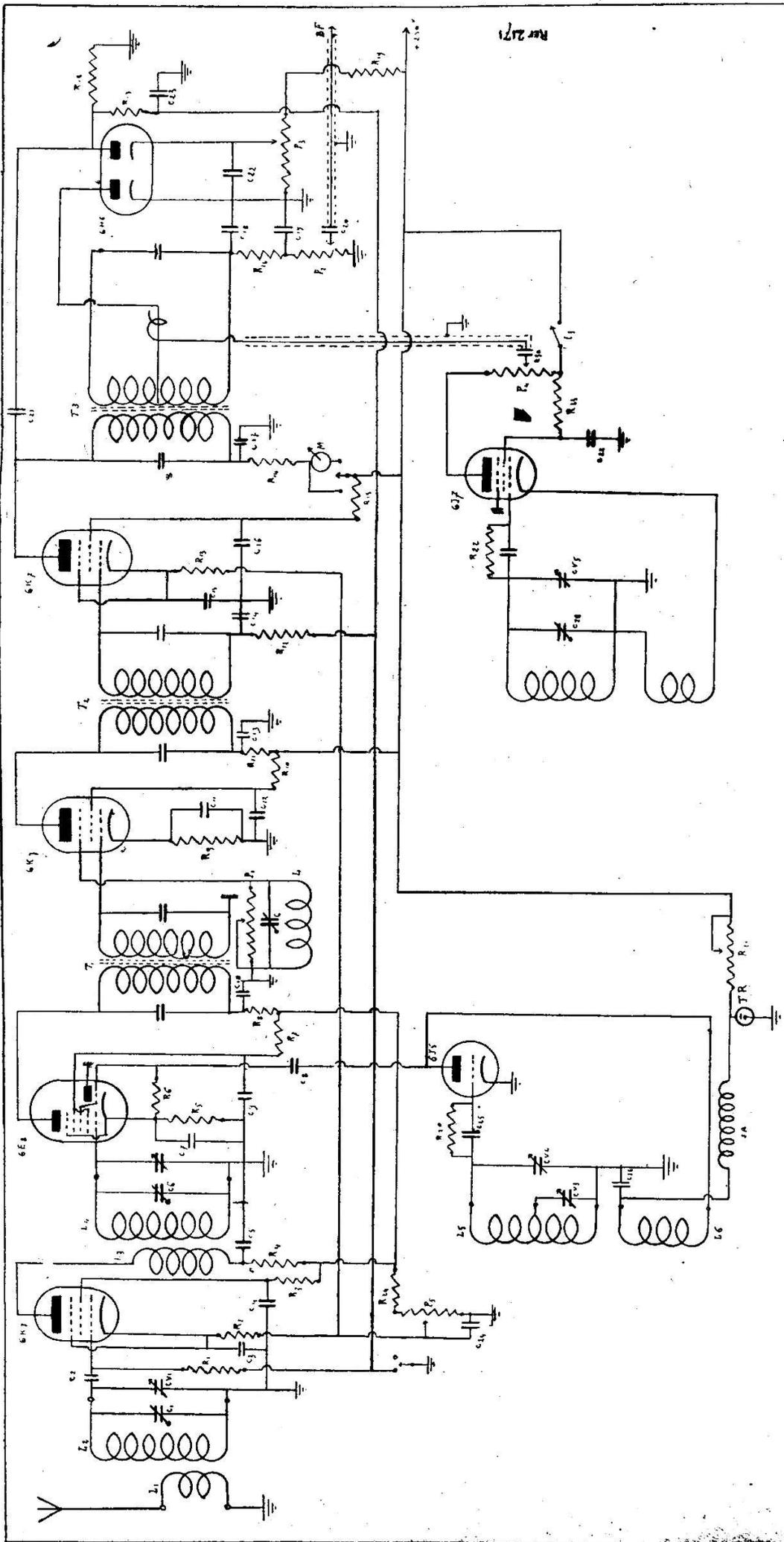
L'étage HF est mis en service et on retouche le réglage du circuit HF de la mélangeuse.

Pour la gamme 28 Mc/s, l'étage HF risque d'osciller. Vérifier que les découplages sont corrects et que les circuits grille et plaque sont largement écartés. En particulier avec un tube à forte pente, on peut être amené à coupler très serré la bobine  $L_1$  d'antenne à la bobine  $L_2$  de grille, ce qui augmente la stabilité et la sensibilité, mais au dépens de la sélectivité. Si l'étage continue à osciller insérer une résistance d'une dizaine d'ohms entre  $L_2$  et la grille, mais c'est là un pis-aller.

Pour la gamme 3,5 Mc/s on constatera que l'amplification est très élevée ; on réduira l'amplification par le potentiomètre  $P_s$ .

**Variantes et améliorations au montage.** — Notre étude générale sur les « Récepteurs OC à changement de fréquence », parue dans les trois premiers numéros de « Radio-REF » 1946, va nous être utile pour apporter au récepteur ci-dessus toutes modifications ou améliorations désirables.

L'étage HF peut être prévu avec une réaction (RR janvier, page 39, figure 17), mais cela obligera de régler séparément les condensateurs variables d'accord CV<sub>1</sub> et CV<sub>2</sub>. La fréquence image sera pratiquement éliminée pour les gammes de fréquences élevées.



CV<sub>1</sub>, CV<sub>2</sub>, CV<sub>3</sub>, variables 50 μμF.  
 CV<sub>4</sub>, variable 150 μμF.  
 CV<sub>5</sub>, variable 25 à 50 μμF.  
 C<sub>1</sub>, C<sub>6</sub>, ajustable 3-30 μμF.  
 C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, 50 μμF mica.  
 C<sub>4</sub>, C<sub>4</sub>, C<sub>5</sub>, C<sub>7</sub>, C<sub>20</sub>, C<sub>25</sub>, C<sub>30</sub>, 0,01 μμF mica.  
 C<sub>9</sub>, C<sub>10</sub>, C<sub>11</sub>, C<sub>12</sub>, C<sub>13</sub>, C<sub>14</sub>, C<sub>15</sub>, C<sub>16</sub>, C<sub>17</sub>, C<sub>23</sub>, 0,1 μμF papier.  
 C<sub>18</sub>, C<sub>19</sub>, C<sub>21</sub>, C<sub>22</sub>, C<sub>24</sub>, C<sub>25</sub>, C<sub>27</sub>, 100 μμF mica.  
 C<sub>23</sub>, 0,05 à 0,1 μμF papier.  
 C<sub>24</sub>, 0,5 μμF papier.  
 R<sub>1</sub>, R<sub>17</sub>, R<sub>18</sub>, 1 mégohm, 1/2 watt.  
 R<sub>2</sub>, 250 ohms, 1/2 watt (voir texte).  
 R<sub>3</sub>, R<sub>7</sub>, R<sub>10</sub>, R<sub>12</sub>, R<sub>15</sub>, R<sub>23</sub>, 100.000 ohms 1/2 W.  
 R<sub>5</sub>, R<sub>6</sub>, R<sub>9</sub>, R<sub>13</sub>, 300 ohms 1 watt.  
 R<sub>4</sub>, R<sub>8</sub>, R<sub>11</sub>, R<sub>14</sub>, 1.000 à 2.000 ohms, 1 watt.

R<sub>15</sub>, R<sub>16</sub>, R<sub>20</sub>, R<sub>22</sub>, 50.000 ohms, 1/2 watt.  
 R<sub>21</sub>, 10.000 ohms, 10 watts, ajustable.  
 R<sub>19</sub>, 100.000 ohms, 2 watts.  
 R<sub>24</sub>, 100.000 ohms, 5 watts.  
 P<sub>1</sub>, potentiomètre, 500.000 ohms, graphite.  
 P<sub>2</sub>, potentiomètre, 500.000 ohms, graphite.  
 P<sub>3</sub>, potentiomètre, 10.000 ohms, bobiné.  
 P<sub>4</sub>, potentiomètre, 10.000 ohms graphite.  
 SA Bobine arrêt HF 2,5 mH.

T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub>, T<sub>3</sub>, T<sub>4</sub>, bobines HF.  
 T<sub>1</sub>, bobine HF 2,5 mH.

L'étage changeur de fréquence peut être équipé avec tout autre tube que le 6E8. Voir RR janvier, pages 28 et 29, figure 6, pour le tube 6L7.

L'amplificateur MF peut être réduit à un seul étage à réaction ; on supprime simplement le second étage MF. Ou bien on ne désire pas adopter la réaction MF ; le circuit LC est supprimé et le suppressor relié à la cathode ; le premier étage MF est monté exactement comme le second avec antifading et contrôle de polarisation cathodique.

L'hétérodyne de battements MF à injection variable est jugée trop compliquée. On adopte un BFO simple ; voir RR avril, pages 99 et 100. Ou bien voir les combinaisons étage MF et oscillateur de battement, pages 101 à 103.

On désire utiliser l'antifading lorsque l'oscillateur MF est en service. Adopter l'antifading amplifié décrit dans RR juillet, pages 160 à 162, figures 36 et 37. On peut alors utiliser la seconde diode du tube 6H6 comme limiteur de parasites (pages 164 à 166).

Dans un prochain « Radio-REF » nous reviendrons en détail sur certaines questions telles que filtre MF quartz, transformateurs MF sélectifs, réception hétérotone, basse fréquence sélective, etc...

J. BASTIDE F8JD.

NOTE COMPLÉMENTAIRE. — Nous décrivons dans les numéros suivants trois autres récepteurs de trafic à changement de fréquence. Le prochain (numéro 2 de la série) sera un superhétérodyne à quatre tubes, d'un prix de revient analogue à celui d'un récepteur à réaction, type 1-V-2 (HF+D+2 BF), mais infiniment plus sensible et sélectif. Ensuite, un récepteur « grand amateur », actuellement en étude, et qui pour l'instant comporte quatorze tubes ; il pourra être monté par les amateurs qui auront réalisé avec succès l'appareil que nous présentons dans ce numéro. Pour fixer les idées, la maquette actuelle utilise : deux étages HF, changement de fréquence à deux tubes, filtre cristal, deux étages MF, détection diode et limiteur de parasites par double diode, antifading amplifié, étouffeur de parasites Lamb, dispositif hétérotone pour la réception sélective de la graphie, préamplificateur BF, amplificateur de puissance BF push-pull.

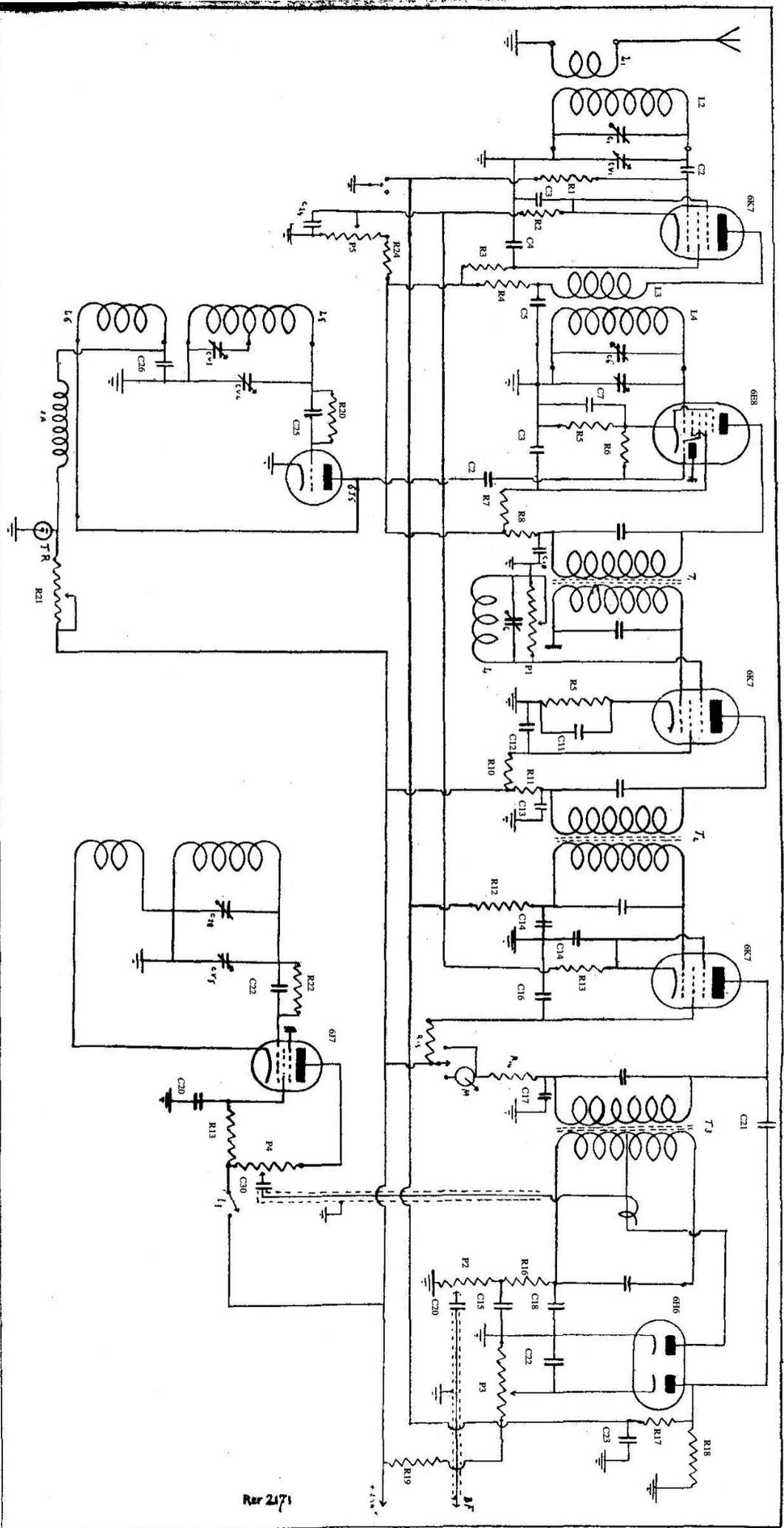
F8JD.

---

## ÉMETTEUR DE PUISSANCE MOYENNE A COMMUTATION DE BANDES ET MONORÉGLAGE DE L'EXCITER

---

L'émetteur dont nous publions aujourd'hui la description, s'impose à l'amateur expérimenté qui désire travailler rapidement sur toutes les bandes en VFO. Pour tout changement de bande, seule la self de l'étage final est à remplacer, tous les doubleurs et leurs selfs d'accord étant commutés automatiquement. En cas de QSY, seul le réglage du condensateur jumelé est à modifier, l'antenne amortissant en général suffisamment le circuit de sortie, celui-ci n'aura à être retouché que si le QSY est important. Si le VFO employé peut sembler un peu primitif à l'OM47, rien ne l'empêche de monter un circuit plus moderne, mais la façon de commuter les différentes bandes et de procéder à l'alignement des doubleurs reste d'actualité et mérite l'attention des DXmen.



Ref 2171

- $C_{V1}, C_{V2}, C_{V3}$ , variables 50  $\mu F$ .  
 $C_{V4}$ , variable 150  $\mu F$ .  
 $C_{V5}$ , variable 25 à 50  $\mu F$ .  
 $C_{11}, C_{12}$ , ajustable 3-30  $\mu F$ .  
 $C_{21}, C_{22}$  50  $\mu F$  mica.  
 $C_3, C_{41}, C_{42}, C_{71}, C_{201}, C_{281}, C_{301}, 0,01 \mu F$  mica.  
 $C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{20}, 0,1 \mu F$  papier.  
 $C_{18}, C_{19}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{26}, 100 \mu F$  mica.  
 $C_{28}, 0,05$  à  $0,1 \mu F$  papier.  
 $C_{29}, 0,5 \mu F$  papier.  
 $R_{11}, R_{12}, R_{13}, 1$  mégohm, 1/2 watt.  
 $R_{21}, 250$  ohms, 1/2 watt (voir texte).  
 $R_{31}, R_{32}, R_{10}, R_{12}, R_{15}, R_{23}, 100.000$  ohms 1/2 W.,  
 $R_{51}, R_{52}, R_{9}, R_{13}, R_{15}, R_{23}, 300$  ohms 1 watt.  
 $R_{41}, R_{51}, R_{11}, R_{14}, 1.000$  à  $2.000$  ohms, 1 watt.  
 $R_{61}, R_{16}, R_{20}, R_{22}, 50.000$  ohms, 1/2 watt.  
 $R_{21}, 10.000$  ohms, 10 watts, ajustable.  
 $R_{19}, 100.000$  ohms, 2 watts.  
 $R_{24}, 100.000$  ohms, 5 watts.  
 $P_{11}$ , potentiomètre, 50.000 ohms, graphite.  
 $P_{21}$ , potentiomètre, 500.000 ohms, graphite.  
 $P_{31}, P_{51}$ , potentiomètre, 10.000 ohms, bobiné.  
 $P_{41}$ , potentiomètre, 10.000 ohms graphite.  
 $SA$  Bobine arrêt HF 2,5 mH.

# LES RÉCEPTEURS D'ONDES COURTES A CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Radio-REF 1948

*La série d'articles publiée dans RADIO-REF sur les récepteurs OC à changement de fréquence m'a valu, comme bien l'on pense, une copieuse correspondance, très précieuse car elle m'a permis de déterminer ce qui intéresse la majorité des amateurs. Comme je le pensais, la construction de récepteurs à grand nombre de tubes ne touche qu'un tout petit nombre d'expérimentateurs, très avertis sur ces questions, et qui n'ont que faire de mes notes. Le « leit-motiv » qui revient constamment est le montage d'un récepteur simple, facile à construire et à mettre au point par l'amateur moyen ne disposant que d'un petit laboratoire, mais qui suffit amplement à ses besoins.*

*Le vais donc décrire un récepteur simple qui, entre les mains expertes de l'amateur, donnera des résultats surprenants. Pendant de longues années, les anciens amateurs ont fait tout leur trafic avec de simples détectrices à réaction, précédées ou non d'un étage d'amplification haute fréquence, et les résultats furent remarquables. Le récepteur O C à changement de fréquence ci-après est très supérieur aux récepteurs à amplification directe, et à peine plus compliqué.*

## RECEPTEURS A AMPLIFICATION DIRECTE

Quelques mots seulement sur ces récepteurs pour montrer leurs avantages et surtout leurs inconvénients.

Les avantages ne sont pas nombreux : montage simple, facilité de construction, nombreuses réalisations décrites dans les revues, bonne sensibilité pour la graphie. Très utiles pour de nombreux essais car ne présentent pas de fréquence image comme beaucoup de superhétérodynes, en particulier pour étalonner des ondemètres à absorption.

Les inconvénients sont importants : manque de sélectivité surtout en phonie, sensibilité moyenne, réglage critique de la réaction qui varie avec l'accord, trous dans l'accrochage dûs à la fréquence propre ou harmoniques de l'antenne, variations de fréquence quand l'antenne se balance sous l'effet du vent, tendance au blocage ou à l'entraînement de l'accord sous l'effet de stations puissantes, etc.

## RECEPTEUR SUPERHETERODYNE

Tous ces inconvénients sont pratiquement éliminés si l'on fait fonctionner le tube détecteur à réaction à une fréquence fixe et déterminée pour avoir la stabilité et la sensibilité maxima. Nous ferons donc précéder ce récepteur à amplification directe d'un changement de fréquence, qui convertira les signaux OC à la fréquence fixe du détecteur à réaction, avant d'être détectés par ce dernier et amplifiés ensuite à basse fréquence.

Le schéma se déduit facilement de ce qui précède : un étage à changement de fréquence à deux tubes, une détectrice à réaction, un étage d'amplification basse fréquence. Soit au total quatre tubes, ce qui est un minimum pour un récepteur de trafic digne de ce nom (sous réserve de ne pas employer les tubes multiples).

La figure 1 donne le schéma du récepteur. On utilise la réaction non seulement sur la moyenne fréquence, mais aussi sur la haute fréquence (mélangeur). Par cet artifice on décuple les possibilités du récepteur, sans la complication d'un grand nombre de tubes toujours difficiles à monter et à aligner. On peut dire que ce récepteur quatre tubes à double réaction donne un rendement analogue à celui d'un superhétérodyne à nombre double de tubes. L'opérateur se familiarisera rapidement avec les réglages, quelques heures d'écoute suffisent largement.

## CHANGEMENT DE FREQUENCE

Il se compose de deux tubes : un tube 6E8 mélangeur et un tube 6J5 oscillateur HF. On peut adopter sans inconvénients les tubes européens de caractéristiques correspondantes. Le tube modulateur est à réaction (mais il ne fonctionnera jamais en accroché) ce qui permet la réception des signaux faibles et d'avoir un bon rapport signal-sur-parasites spécialement sur les bandes 14 et 28 Mc/s. Le tube oscillateur est séparé du modulateur afin d'assurer le maximum de stabilité (voir R.R. janvier 1946). Cette séparation en deux tubes est ici rendue obligatoire par la réaction sur le tube mélangeur ; si on utilisait un seul tube pour les deux fonctions mélangeur et oscillateur HF, on aurait des blocages d'accord impossible à maîtriser.

La réaction sur le tube mélangeur est du type cathodique (ECO). La prise de cathode sur la bobine  $L_1$  demande quelques essais pour sa détermination. Nous avons indiqué dans le tableau des bobinages sa position approximative. Pour obtenir le meilleur rendement, cette prise doit être telle qu'à l'accrochage (manœuvre du potentiomètre  $P_1$ ) la tension écran soit d'environ 80 à 100 volts. Attention pour cette mesure : utiliser un voltmètre à très forte résistance, sinon elle n'aurait aucune signification.

Le tube mélangeur ne doit jamais entrer en oscillation. La réaction a uniquement pour but d'augmenter la sélectivité et la sensibilité apparentes HF, d'où très grande atténuation de la fréquence image. On réglera donc le potentiomètre  $P_1$  près de l'accrochage, sa manœuvre permettant de régler sélectivité et sensibilité suivant la réception désirée. Si le tube mélangeur oscille, on introduit des signaux de fréquences différentes de celle du signal à recevoir, d'où brouillage intense.

La plaque triode du tube 6E8 est inutilisée. On la laissera isolée ou on la mettra à la masse ; faire l'essai. Le condensateur shunté  $C_1 R_1$  sert à polariser le tube à sa valeur de fonctionnement en mélangeur ; ce n'est pas un condensateur shunté de détection grille.

L'oscillateur HF est du type triode alimentation série. Bien utilisé, ce montage est préférable à l'oscillateur ECO, car il donne facilement une bonne tension HF aux fréquences élevées. La cathode étant reliée à la masse, il n'y a pas à craindre de ronflements dus à l'induction du secteur. Voir autres détails dans R.R. janvier 1946, page 33.

Cet oscillateur est sensible aux variations de tension anodique, aussi faut-il disposer un tube régulateur de tension sur son circuit plaque, ce qui supprime presque radicalement le glissement de fréquence. On commence à trouver dans le commerce de tels tubes régulateurs ; si, momentanément on ne peut s'en procurer, supprimer sur le schéma le tube régulateur et remplacer la résistance ajustable  $R_2$  par une résistance fixe de 30.000 à 40.000 ohms, puissance de dissipation 5 watts (cette puissance est obligatoire pour éviter la variation de la résistance par échauffement). Pour le réglage de la résistance  $R_2$  voir RADIO-REF janvier 1946 pages 35 et 36.

Les deux circuits oscillants HF mélangeur et oscillateur comportent chacun deux condensateurs variables. L'un est le condensateur ajusteur de bande ( $CV_2$  et  $CV_1$ ) capacité 100  $\mu\mu F$  ; ces deux condensateurs sont commandés séparément par un simple cadran sans démultiplicateur. Comme leur nom l'indique ils servent à placer l'accord et l'oscillation sur la bande de fréquence désirée ; on dressera un tableau d'étalement avec les valeurs correspondantes. L'autre condensateur sert d'étalement de bande ( $CV_1$  et  $CV_2$ ) capacité 10 à 20  $\mu\mu F$  ; ces deux derniers condensateurs sont jumelés et commandés par un excellent démultiplicateur. L'axe de ces deux CV sera isolé électriquement du démultiplicateur par un flector isolé ; en effet, aux fréquences élevées le mécanisme de démultiplication peut se comporter comme un enroulement en parallèle avec le rotor et provoquer des crachements et l'instabilité d'oscillation HF (ceci est particulièrement vrai pour les OTC).

Si l'on veut fignoler le condensateur double d'étalement de bande, on enlèvera une lame au condensateur oscillateur  $CV_2$  de façon à maintenir plus exactement la différence de fréquence d'un bout à l'autre du cadran. Il ne faut pas oublier que l'usage de la réaction au mélangeur rend l'accord de ce dernier très pointu.

Un blindage, constitué par une plaque d'aluminium, est disposé entre les deux condensateurs jumelés  $CV_1$  et  $CV_2$  ; il est prolongé de façon à séparer l'étage oscillateur de l'étage modulateur. Ceci évite le blocage des oscillations et le « pulling » sur les bandes de fréquence élevée 14 et 28 Mc/s.

L'oscillateur HF fonctionnera toujours sur la fréquence de battement supérieure à celle du signal à recevoir ; les bobines ont été calculées pour ce fonctionnement. Ces deux fréquences diffèrent donc de la valeur adoptée pour la MF, soit par exemple 472 kc/s. Mais comme les deux condensateurs variables d'ajustage de bande sont à réglage indépendant, on peut sans aucun inconvénient adopter une moyenne fréquence comprise entre 450 et 480 kc/s.

### DETECTEUR MOYENNE FREQUENCE

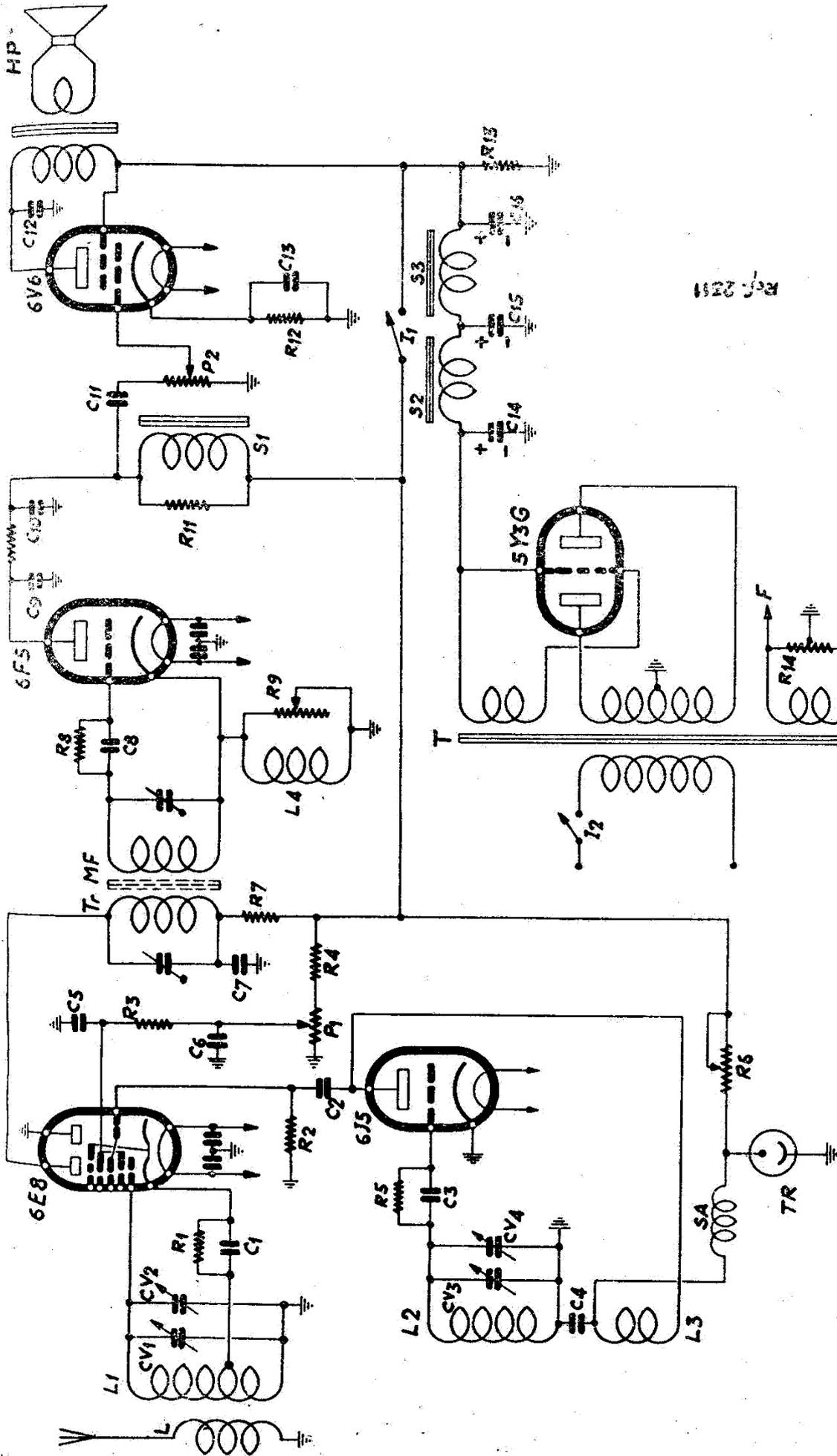
Il peut paraître que l'on n'utilise pas d'étage MF, comme dans tout superhétérodyne qui se respecte. Mais n'oublions pas qu'une détectrice à réaction donne une forte amplification des signaux avant détection, et de ce fait nous pouvons nous passer de cet étage MF.

Dans notre montage, le détecteur MF est le cœur du récepteur. C'est de lui que viendra la sélectivité et la sensibilité. En plus de ces fonctions, il sert également d'hétérodyne MF pour la réception des ondes entretenues (télégraphie) lorsqu'il est « accroché ». Nous avons hésité dans le montage à adopter, notre préférence allant à la détection penthode à réaction décrite dans R.R. avril 1946, figure 32 ; mais nous avons reculé devant le montage relativement compliqué pour le novice, et nous avons choisi en définitive (malgré son rendement moindre) le montage de la figure 33, car il simplifie le problème de la réaction et procure de plus un circuit oscillateur stable. Nous utiliserons un tube triode 6F5 à grand coefficient d'amplification, monté en détection grille et réaction cathodique. La cathode étant à un certain potentiel HF (ou MF) par rapport à la masse, on risque d'avoir un ronflement dû à l'induction du filament de chauffage en courant alternatif du tube ; aussi découpler soigneusement les deux broches chauffage du socle du tube 6F5 par deux condensateurs  $0,01 \mu\mu F$  papier (connexions très courtes).

La réaction est obtenue par la résistance variable  $R_v$  (type potentiomètre) de 5.000 ohms graphite placée aux bornes de la bobine de cathode  $L_c$ . Cette bobine est constituée par une centaine de spires en fil 3/10 ou 4/10 deux couches soie ou émaillé, enroulées à spires jointives sur un tube diamètre 30 mm, ou encore un petit nid d'abeilles 100 à 150 spires type midget. La valeur de cette bobine n'est pas critique et on choisira dans les fonds de tiroir celle qui conviendra le mieux. Cette bobine de cathode ne doit avoir aucun couplage avec les circuits accordés du transformateur MF ; elle ne fait pas partie de ces circuits oscillants, ce qui explique qu'elle ne provoque aucune variation dans l'accord MF lorsque l'on règle la résistance  $R_v$ .

Le transformateur sera accordé sur une fréquence de l'ordre de 450 à 480 kc/s, par exemple 472 kc/s, et sera du type à noyaux magnétiques ce qui donnera un gain élevé et une bonne sélectivité ; ne pas hésiter à prendre un excellent modèle. Du fait de la réaction, il est nécessaire d'avoir un couplage lâche entre primaire et secondaire ; ne possédant pas de transformateur MF à couplage variable nous avons été dans l'obligation de modifier un transformateur normal de façon à pouvoir déplacer le primaire par rapport au secondaire, ce qui n'est pas difficile. On trouve sur le marché français des circuits bouchons MF constitués par une inductance à fer et un condensateur ajustable à air, montés sur stéatite, qui conviennent parfaitement pour constituer facilement le transformateur MF à couplage variable ; le tout sera placé dans un bon blindage.

Un couplage trop serré bloque l'oscillation MF lorsque primaire et secondaire sont exactement accordés sur la même fréquence (effet d'absorption). On règle le couplage, le récepteur étant en fonctionnement, et la valeur correcte est celle où l'accrochage se fait sans claquement par la manœuvre de la résistance variable  $R_v$ . La réaction doit



- R1 : 500 ohms, 1/2 watt
- R2 : 50.000 ohms, 1/2 watt
- R3 : 10.000 ohms, 1/2 watt
- R4 : 25.000 ohms, 5 watts
- R5 : 50.000 ohms, 1/2 watt
- R6 : 10.000 ohms, 10 watts
- R7 : réglable à collier
- R8 : 1.000 ohms, 1/2 watt
- R9 : 500 ohms, 1/2 watt
- R10 : 450 ohms, 1/2 watt
- R11 : 25.000 ohms, 10 watts
- R12 : 25.000 ohms, 10 watts
- R13 : (voir texte)
- SA : bobine d'arrêt 2,5 mH
- TR : Pour les bobines et condensateurs variables, voir texte.
- C1 : 0,01  $\mu$  F mica
- C2 : 0,01  $\mu$  F mica
- C3 : 0,01  $\mu$  F mica
- C4 : 0,01  $\mu$  F mica
- C5 : 0,01  $\mu$  F mica
- C6 : 0,5  $\mu$  F papier 1.500 volts
- C7 : 0,01  $\mu$  F mica
- C8 : 100  $\mu$  F mica
- C9 : (voir texte)
- C10 : 100 à 200  $\mu$  F mica
- C11 : 0,01  $\mu$  F mica
- C12 : 0,005  $\mu$  F papier

- R11 : 200.000 ohms, 1/2 watt
- R12 : 450 ohms, 1/2 watt
- R13 : 25.000 ohms, 10 watts
- R14 : (voir texte)
- SA : bobine d'arrêt 2,5 mH
- TR : Pour les bobines et condensateurs variables, voir texte.
- C1 : 0,01  $\mu$  F mica

Ref. 2331

être réversible, c'est-à-dire que l'accrochage et le décrochage doivent se faire sensiblement au même point du cadran de  $R_0$  ; c'est le même problème pour toute détectrice à réaction.

Un filtre résistance-capacité  $C_0 R_{10} C_{11}$  est placé à la sortie du tube détecteur 6F5. La résistance sera avantageusement remplacée par un bouchon MF du type décrit ci-dessus. La valeur du premier condensateur est à déterminer par essais, et sera comprise entre 0,002 et 0,005  $\mu\mu F$  ; ce condensateur permet à la réaction de se produire par découplage à la masse de la fréquence MF. De sa valeur dépendra en partie la « douceur » d'accrochage.

Le schéma prévoit un couplage par inductance BF à fer avec l'étage basse fréquence. Nous avons utilisé un petit transformateur BF blindé, primaire et secondaire en série, shunté par une résistance  $B_{11}$  de 200.000 ohms. L'essai avec des transformateurs plus volumineux a provoqué des accrochages violents. Aussi, si l'on n'arrive pas à un fonctionnement normal, remplacer cette inductance par une simple résistance de 50.000 ohms.

Cette résistance plaque du tube 6F5 a souvent avantage à être peu élevée, surtout si l'on désire écouter au casque (le tube 6V6 est alors remplacé par un tube 6C5 ou 6J5) et on peut descendre jusqu'à 10.000 ohms.

### AMPLIFICATEUR BASSE FREQUENCE

La tension à la sortie du tube détecteur est suffisante pour attaquer un tube 6V6 et un haut-parleur, si l'on dispose d'une bonne antenne. Si l'on juge la puissance de sortie trop faible, remplacer l'unique étage BF proposé par l'amplificateur à deux étages décrit pour le précédent récepteur dans R.R. septembre-octobre 1947, page 358. Le potentiomètre de contrôle de puissance sera disposé à la place de la résistance  $R_1$  de la grille du tube 6C5 (schéma de la page 358).

### ALIMENTATION

Elle doit comporter deux cellules de filtrage HT. L'inductance  $S_2$  peut être constituée par l'enroulement d'excitation du haut-parleur. La tension redressée sera de 200 à 250 volts ; le récepteur fonctionne encore bien avec 150 volts, mais la puissance est sensiblement plus faible.

Le chauffage des filaments se fera par deux fils ; une résistance à prise médiane d'une centaine d'ohms servira à mettre le point milieu à la masse. On adoptera de préférence une résistance avec prise variable, et on réglera cette prise au minimum de ronflement secteur. En raison des deux réactions et des cathodes flottantes (mélangeur et détecteur) le récepteur sera sensible à l'induction du secteur ; c'est pour cela que nous recommandons de monter l'alimentation sur un châssis séparé de celui du récepteur.

### BOBINAGE H.F.

Les bobines sont du type interchangeable, à broche. Le bloc mélangeur aura 5 broches, le bloc oscillateur 4 broches, ce qui évitera des erreurs lors de la mise en place. La disposition des enroulements et du brochage est donné figure 2.

Les valeurs des bobines correspondent à des carcasses cylindriques, diamètre 38 mm. Toutes les bobines sont prévues en fil émaillé, mais l'on pourra tout aussi bien adopter du fil isolé coton ou soie. Dans ces deux derniers cas, plonger les bobines dans de la parafine neutre, pour éviter l'effet de l'humidité sur l'isolant. On peut également utiliser le vernis à ongle incolore ou mieux le vernis trolitul.

Bande 3.5 Mc/s	$L_1$ :	40 spires fil 8/10, longueur 45 mm, prise 1 sp.
	$L_2$ :	33 — — 8/10 — 45 mm.
	$L_3$ :	8 — — 5/10, spires jointives.
Bande 7 Mc/s	$L_1$ :	12 spires fil 8/10, long 38 mm, prise 1/2 sp.
	$L_2$ :	11 — — 8/10 — 32 mm.
	$L_3$ :	5 — — 5/10, spires jointives.

Bande 14 Mc/s	$L_1$ :	6 spires fil 8/10, long 22 mm, prise 1/3 sp.
	$L_2$ :	5 — — 8/10 — 22 mm.
	$L_3$ :	3 — — 8/10, spires jointives.
Bande 28 Mc/s	$L_1$ :	3,5 spires fil 8/10, long 25 mm, prise 1/3 sp.
	$L_2$ :	3,5 — — 8/10 — 25 mm.
	$L_3$ :	2,5 — — 8/10 — 8 mm.

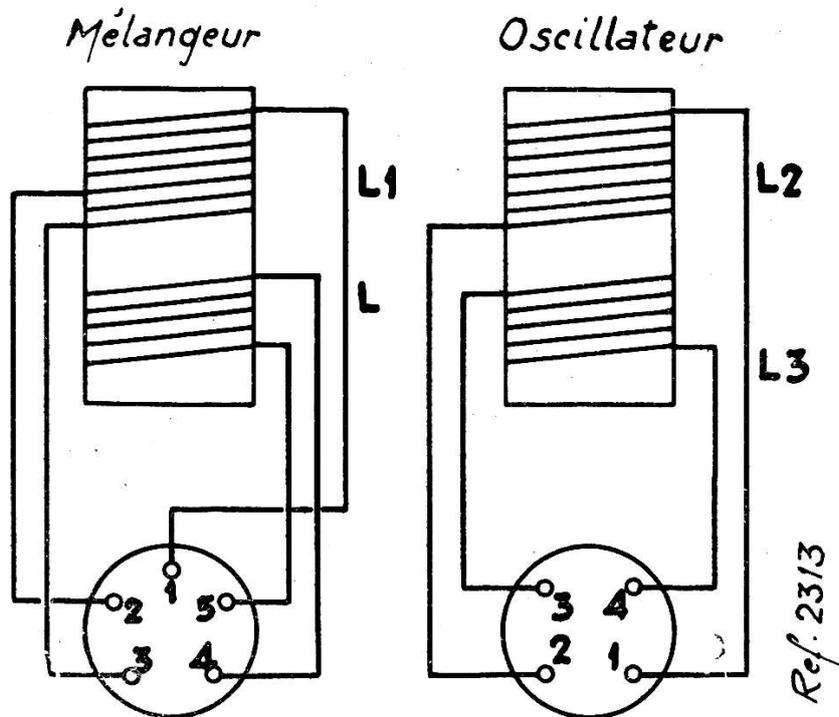
Pour la bobine grille mélangeur  $L_1$  la prise de cathode s'entend depuis la masse.

Pour la bande 3,5 Mc/s la distance entre les bobines  $L_2$  et  $L_3$  de l'oscillateur HF sera de 2 mm, et pour les autres bandes de 5 mm. Pour la bande 28 Mc/s la bobine plaque oscillateur  $L_3$  sera enroulée à spires non jointives au pas de 3 mm.

La bobine d'antenne L comportera le tiers du nombre de spires de la bobine grille  $L_1$ . Spires jointives en fil 3/10 deux couches soie, enroulées côté masse du secondaire. Distance entre enroulements 3 à 5 mm.

Toutes les bobines des deux blocs sont enroulées dans le même sens.

### BOBINES INTERCHANGEABLES MELANGEUR ET OSCILLATEUR



(Les culots sont vus par dessous)

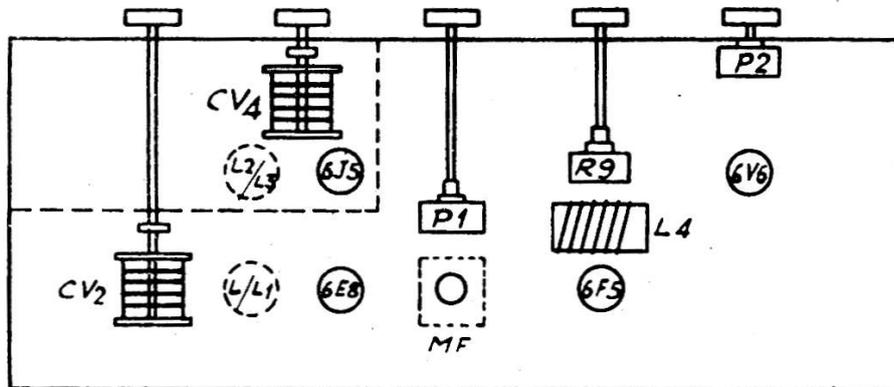
- Mélangeur :
1. Grille
  2. Cathode
  3. Masse
  4. Masse
  5. Antenne

### CONSTRUCTION

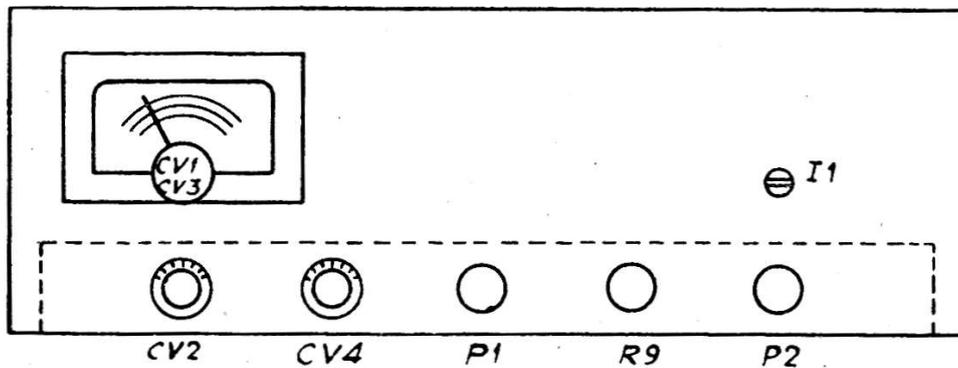
Fidèle à notre principe nous adopterons un châssis permettant l'adjonction de tubes supplémentaires, particulièrement en MF et BF. Le châssis aura une longueur de 400 mm, une largeur de 220 mm et une hauteur de 65 mm. Devant le châssis un panneau métallique, débordant en longueur le châssis, et hauteur 230 mm. On peut réduire sensiblement ces dimensions si l'on ne désire pas perfectionner par la suite le récepteur.

Le châssis et le panneau avant seront, suivant les possibilités de chacun, en tôle d'acier doux, en aluminium, ou en duralumin. Pour nos constructions nous avons adopté de l'aluminium 15/10, épaisseur facile à travailler et suffisamment rigide pour les dimensions précitées ; on peut au besoin entretoiser le châssis.

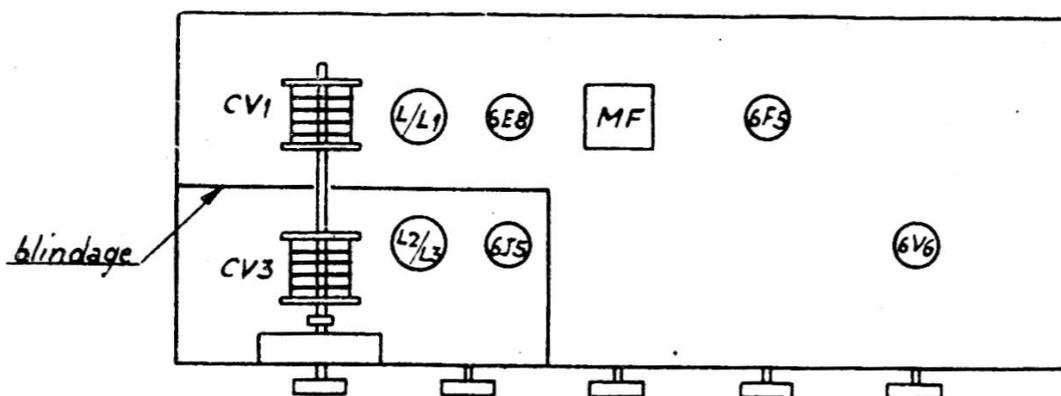
Plusieurs dispositions peuvent être adoptées suivant les goûts de chacun et le matériel dont on dispose. Par principe nous suivons pour la réalisation la disposition des schémas : il n'y a pas de mélange des étages à différentes fréquences, pas de fils de retour à trajet bizarre (toujours dangereux au point de vue réactions) et en définitive l'appareil est beaucoup plus facile à câbler et à régler.



Chassis, vue dessous



Panneau avant



Chassis, vue dessus

Ref. 2312

Figure 3 la disposition adoptée montrant le châssis vu par dessus et par dessous, ainsi que le panneau avant. Le montage est aéré et malgré cela les connexions reliant les différents étages HF et MF sont courtes (c'est le point principal). Toute la partie HF est localisée dans la partie gauche du châssis ; un écran en aluminium sépare l'oscillateur HF du mélangeur, ainsi que les deux parties du condensateur double d'étalement de bande. Les tubes HF et MF seront placés sous blindages métalliques.

Tous les condensateurs variables sont isolés de la masse. Les rotors seront reliés directement aux bornes des supports de bobines correspondants et non directement au châssis. On évite ainsi la circulation des courants HF dans les masses et connexions de masse, source de couplages indésirables et provoquant des accrochages.

Comme nous l'avons dit à différentes reprises, la masse sera constituée par une bande de cuivre (ou un gros fil) courant sous le châssis le long des organes à découpler, et reliée en de nombreux points au châssis. Tous les retours de masse d'un même étage seront réunis en un même point. Une bonne masse est indispensable pour assurer la stabilité.

Les connexions reliant les supports bobines HF et condensateurs d'accord devront être aussi courtes que possible. Le plan de réalisation que nous donnons permet de satisfaire à cette condition importante.

Les supports de tubes et bobines HF seront en stéatite ou bakélite haute fréquence ; les autres en bakérite normale. Les condensateurs de découplage HF seront obligatoirement à diélectrique mica, capacité  $0,01 \mu\mu\text{F}$  ; les autres au papier ou électrochimiques. Les condensateurs de découplage seront soudés au ras des circuits à découpler. Les disposer de façon à avoir des connexions très courtes, particulièrement celle reliant le condensateur au circuit à découpler.

Disposer toujours les supports de tubes de façon que la connexion plaque soit la plus courte possible et fasse le minimum de coudes. Avant de percer le châssis on doit étudier soigneusement la position des pièces en les présentant à leur futur emplacement et en songeant aux connexions qui doivent être réalisées ; ceci demande souvent plusieurs heures de réflexion, mais cela n'est pas du temps perdu.

L'alimentation sera indépendante du récepteur, et placée à une certaine distance, pour éviter toute induction. Un cordon à 4 fils réunira les deux appareils.

Il sera bon de disposer sur le panneau avant une petite ampoule de cadran, branchée sur le circuit de chauffage, qui indiquera si le récepteur est en service ou non. Une ampoule identique placée en série avec le + HT servira de fusible en cas de fausse manœuvre.

## REGLAGES

On commencera par régler l'amplificateur BF ; nous n'insisterons pas sur ce point, bien connu. Les tubes mélangeurs 6E8 et oscillateur 6J5 sont enlevés de leur support. On accorde sur 472 kc/s (cette fréquence n'est pas de rigueur) le secondaire du transformateur MF (le primaire étant désaccordé) et on manœuvre la résistance variable  $R_c$  de contrôle de réaction de façon à avoir l'accrochage correct ; comme nous l'avons vu le condensateur  $C_c$  découplant la plaque du tube détecteur influe sur l'accrochage, on cherchera la capacité convenable. La bobine  $L_c$  de réaction cathodique doit être éloignée du transformateur MF ; on cherchera par essais la meilleure position. Ceci fait, on accorde le primaire du transformateur MF à la résonance sur le secondaire, et on règle grossièrement le couplage entre les deux de façon à obtenir l'accrochage correct ; le couplage définitif sera fait lorsque les tubes 6E8 et 6J5 seront en service.

Les tubes 6E8 et 6J5 sont alors mis en place sur leurs supports. Si on ne dispose pas d'une hétérodyne étalonnée, on recherche une station puissante pour les premiers essais, puis plus faible pour les essais suivants. On règle le couplage de la bobine d'antenne de façon à obtenir la réaction à demi-course du curseur du potentiomètre P. On retouche l'accord du primaire du transformateur MF et son couplage.

Si le tube oscillateur HF n'oscille pas, cela peut provenir de l'une des causes suivantes : bobine plaque trop faible ou trop forte, sens de l'enroulement incorrect, tension plaque insuffisante, condensateur shunté de grille défectueux.

Pour le tube mélangeur 6E8, le défaut d'accrochage est normalement provoqué par un couplage d'antenne trop fort, ou la prise de cathode incorrecte. Cette dernière sera déplacée jusqu'à ce que l'on obtienne une bonne réaction sur la gamme complète du condensateur CV.

d'ajustage de bande. Des tensions d'alimentation incorrectes ou des pertes élevées dans le bobinage peuvent provoquer aussi la non oscillation du tube. Commencer les essais avec les bobinages de fréquence peu élevée 3,5 ou 7 Mc/s. Se souvenir que lorsqu'on « accroche » l'étage mélangeur, le récepteur se comporte comme un petit émetteur et gêne les voisins ; ne faites pas à autrui ce que vous ne voudriez pas qu'on vous fit... slogan bien connu des vieux lecteurs de la défunte revue LA T.S.F. MODERNE.

Il est nécessaire de pouvoir régler le couplage de la bobine d'antenne L. Le mieux est de l'enrouler sur un tube de carton, de diamètre légèrement plus grand que celui de la bobine grille (frottement dur) et on règle le couplage par glissement, suivant l'antenne utilisée. Pour une antenne doublet, le nombre de spires et de bobine L sera de 5 à 6, avec point milieu mis à la masse, l'enroulement étant constitué par du fil 8/10 isolé.

Si l'on observe du « motor boating » placer un condensateur 0,1  $\mu\mu\text{F}$  papier entre le + HT et la masse. Le ronflement secteur doit être éliminé à l'aide des condensateurs de découplage placés aux broches filament des tubes 6E8 et 6F5 et par l'ajustage de la résistance  $R_{11}$  en parallèle sur les connexions chauffage. Mettre également le châssis à la terre (attention aux « prises de terre » sur chauffage central ou canalisation d'eau ou de gaz).

### VARIANTES ET AMELIORATIONS AU MONTAGE

Le couplage inductif d'antenne peut être remplacé par un couplage capacitif. La bobine L est supprimée. L'antenne sera couplée au circuit grille du tube mélangeur par quelques spires (en « queue de cochon ») de fil isolé enroulées autour de la connexion grille et reliées à l'antenne. On forme ainsi un petit condensateur ajustable, dont la capacité sera réglée par essais en « tortillant » plus ou moins de fil.

On peut adopter à la place de l'oscillateur HF décrit, le montage ECO avec tube penthode (voir R.R. janvier 1946, page 31). Mais il a l'inconvénient de débiter une tension faible aux fréquences élevées, particulièrement sur 28 Mc/s. Il sera plus stable que l'oscillateur à tube triode décrit si ce dernier n'a pas sa tension plaque stabilisée par un tube régulateur.

L'étage détecteur MF peut avantageusement être équipé avec un tube penthode, plus sensible que le triode (attention aux accrochages). Le montage décrit dans R.R. avril 1946, figure 32 convient parfaitement. On peut aussi adopter un montage dérivé de la figure 25 représentant un amplificateur MF à réaction ; un condensateur shunté de détection sera ajouté dans le circuit grille, la cathode étant reliée directement à la masse et le VCA supprimé ; le transformateur MF de sortie est remplacé par le dispositif filtre-bobine BF du récepteur que nous décrivons. Nous n'avons pas essayé ce montage, faute de temps, mais à notre avis il doit être excellent ; nous serions heureux de connaître les résultats obtenus par nos camarades.

On peut ajouter un étage d'amplification MF normal. Le schéma est celui de R.R. avril 1946, figure 19, sans le VCA et sans la résistance variable de cathode  $R_{11}$  ; la résistance fixe cathodique aura alors 500 ohms. Cet étage MF est le perfectionnement le plus intéressant à apporter au récepteur, ce qui porte à 5 le nombre de tubes. Le reste du montage est inchangé.

La détection plaque à réaction présente un avantage : elle ne produit pas d'effet de charge sur le circuit accordé MF de grille, car elle fonctionne sans courant continu de grille (ce qui n'est pas le cas avec la détection grille). De ce fait la sélectivité est meilleure. Le montage est celui de la figure 31 ; ce schéma utilisant un tube double triode, on ne tiendra compte uniquement que du triode de gauche.

La moyenne fréquence fonctionne sur 472 kc/s. Avec l'étage MF précité, nous conseillons vivement d'adopter 1.600 kc/s si l'on peut se procurer les transformateurs à cette fréquence. Nous avons indiqué dans R.R. avril 1946, page 95, la façon de construire des transformateurs 1.600 kc/s, mais ils n'auront pas le rendement de ceux du commerce.

## CONCLUSION

On peut concevoir et réaliser de multiples schémas de récepteurs de trafic. Pour les esprits chagrins, disons que celui-ci ne prétend pas à la perfection, mais nous avons voulu fixer quelques bases. J'espère qu'elles donneront satisfaction aux OM qui attendaient un appareil simple à construire et à prix raisonnable.

Pour un récepteur d'amateur, l'idéal est de pouvoir améliorer continuellement le montage et ses performances. Je pense que le procédé le plus pratique est de diviser le récepteur en quatre châssis séparés : un bloc HF et changeur de fréquence, un bloc MF et détection, un bloc BF, un bloc alimentation. Un système de bornes permettrait de changer rapidement l'un ou l'autre des blocs pour le remplacer par un nouveau avec un montage différent. L'idée n'est pas neuve et nous connaissons tous des récepteurs commerciaux construits sur ce principe.

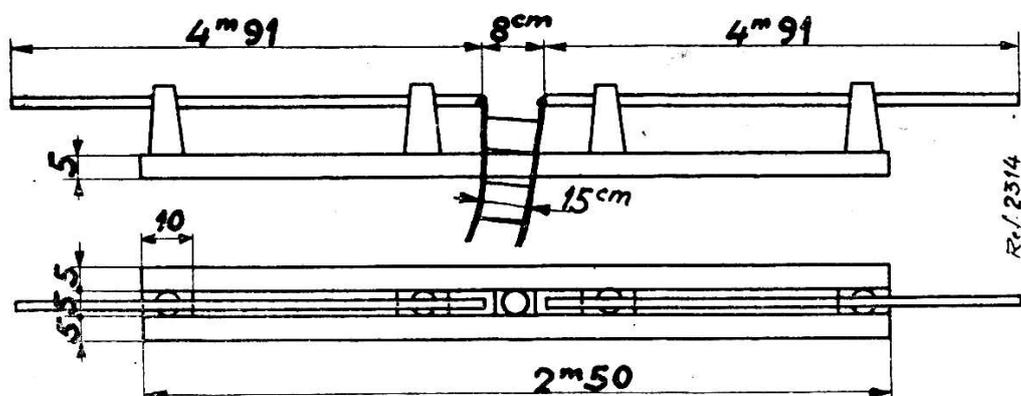
Avant de terminer, j'adresse une prière à ceux qui veulent bien construire des appareils d'après mes notes. C'est de me faire part de leurs résultats, de leurs déboires et de leurs succès. Ces renseignements sont très précieux et leur publication sera utile à tous. Merci d'avance.

J. BASTIDE F8JD.

## L'ANTENNE " LEVY ORIENTABLE "

De nombreux OM m'ont demandé des renseignements sur l'antenne dite « Lévy orientable » utilisée par F8US.

Voici donc les cotes exactes et la disposition de cet aérien ; F8KW, DX-men réputé, utilise une antenne similaire, alimentée par coaxial, et dont le système de rotation est le même.



Les brins rayonnants mesurent 4,91 m chacun. Ils sont constitués par des tubes de « dural » de 20 mm de diamètre et sont fixés sur un bâti de bois léger en Spruce de 2,50 m de long. De fabrication très simple, ce bâti est constitué par deux liteaux de la longueur nommée ci-dessus et de 5 cm de côté, écartés entre eux par des bouts de liteaux de 10 cm×5 cm×5 cm.

Il y a une solution facile à cette difficulté ; comme les 8 mA du doubleur de 7 Mc/s sont beaucoup plus qu'il n'en faut pour exciter la 807, on ne le réglera pas pour avoir le maximum lorsqu'il est commuté sur la grille de la 807, mais lorsqu'il est commuté sur la grille du doubleur de 14 Mc/s. De cette façon, on obtiendra une excitation de 7 mA en 14 Mc/s et 5 à 6 mA sur 7 Mc/s. Le même procédé de réglage est valable pour 21 et 28 Mc/s.

Les réglages des deux CV du PA se font sans difficulté, et ils sont les mêmes pour les 5 bandes.

Le CV plaque permet de régler le « dip » et celui d'antenne règle la charge. La première chose à faire pour régler le PA est de tourner le CV d'antenne vers le maximum de capacité, de façon à réduire la charge.

Ensuite, chercher le « dip », c'est-à-dire régler le CV plaque sur la position qui indique le minimum de courant plaque. Ils font alors charger le PA en diminuant progressivement la capacité du CV d'antenne et, en même temps, retoucher chaque fois le réglage du CV plaque pour conserver le « dip ». Par la manœuvre des deux CV on arrive finalement à ce que le milli-plaque indique 80 mA.

Si les réglages ont été bien faits, toutes retouches à l'un ou l'autre des CV doit faire augmenter les millis-plaque, ce qui est normal, puisqu'à ce moment on désaccorde l'un des circuits. Toutefois, le réglage du CV d'antenne est plus flou que celui de plaque.

Le système d'accord de cet émetteur permet d'accorder des antennes de longueur comprise entre 15 et 80 mètres.

Ici une remarque importante au sujet des filtres Collins :

Il y a deux types de filtre Collins, et ce qu'il faut retenir, c'est que leurs réglages sont exactement contraires.

Dans le premier type, le filtre Collins est un ensemble à part, couplé au circuit d'accord du PA. Dans ce cas, le CV plaque doit être réglé **une fois pour toutes** sur le dip, puis les deux CV du Collins sont réglés pour obtenir la charge voulue.

Dans le deuxième type, qui est celui utilisé dans cet émetteur, le circuit de plaque et le Collins sont communs. Dans ce cas, il n'y a qu'une seule bobine au PA et elle est accordée pour les deux CV, plaque et antenne. Puisque ces deux CV sont en série, il est bien évident que toute variation du CV antenne entraîne invariablement une variation du CV plaque pour conserver le « dip ».

En résumé, dans le premier type, une fois le CV plaque réglé sur le « dip », il ne faut absolument plus le modifier en réglant la charge. Dans le deuxième type,

au contraire, il faut régler chaque fois le CV plaque pour conserver le « dip », et ce pour chaque réglage de la charge, soit le CV d'antenne.

A ceux qui construiront et utiliseront cet émetteur, je souhaite autant de belles heures que j'en ai passées moi-même.

#### ADDENDA

Au schéma paru dans « Radio-REF » de novembre, page 272, relatif au convertisseur simple pour le 28 Mc/s.

Il y a lieu de compléter comme suit :

C1 = C6 = 15 pF, variable à air,

C2 = C7 = 50 pF, ajustable céramique.

#### RECTIFICATIF

#### LES RECEPTEURS ONDES COURTES A CHANGEMENT DE FREQUENCE

J'ai fait paraître dans *Radio-REF* mars-avril 1948 la description d'un récepteur super-hétérodyne à quatre tubes. Des erreurs se sont glissées dans le texte de l'avant-dernier paragraphe de la page 105, concernant les valeurs des condensateurs variables d'accord et d'oscillateur HF.

Reportons-nous au schéma de la page 107 et à la disposition du châssis page 110. Chaque circuit oscillant comporte deux condensateurs variables CV1 et CV2 pour l'accord, CV3 et CV4 pour l'oscillateur HF.

Les condensateurs CV1 de l'accord et CV3 de l'oscillateur sont jumelés. Ils sont utilisés pour l'étalement de bande. Leur capacité est de 10 à 20 pF. Ils sont commandés par un unique cadran à démultiplication.

Les condensateurs CV2 de l'accord et CV4 de l'oscillateur sont commandés séparément, chacun par un cadran simple sans démultiplication. Ils servent à placer l'accord et l'oscillateur sur la bande de fréquence désirée. Leur capacité est de 100 à 150 pF.

Toujours dans le même article, il a été omis la valeur du potentiomètre P1 de l'écran du tube 6E8 et du potentiomètre P2 du circuit grille du tube 6V6. Les voici :

P1 = 50.000 ohms bobiné (si possible).

P2 = 500.000 ohms graphite.

Enfin, il m'a été demandé comment on devait monter un casque téléphonique en parallèle sur le haut-parleur. Très simplement en plaçant en série un condensateur fixe 0,01  $\mu$ F et le casque téléphonique entre la plaque du tube 6V6 basse fréquence et la masse. Le condensateur sera du côté de la plaque et le casque du côté de la masse. Ainsi on évite de mettre la haute tension sur le casque téléphonique (ce qui présente un grave danger pour l'opérateur) ; ceci implique que le condensateur mica sera d'excellente qualité (du type 1.500 volts au moins).