RECEPTEURS DE TRAFIC OC

F8JD

1961 – 1967

Souffle

Filtres Quartz

RECEPTEURS DE TRAFIC OC

F8JD

1961 – 1967

RÉCEPTEURS DE TRAFIC OC

p3-p20 RadioREF 1961 J Bastide F8JD
p21-p41 RadioREF 1962 J Bastide F8JD
p42-p71 RadioREF 1963 J Bastide F8JD
p72-p1090 RadioREF 1964 J Bastide F8JD
p110-p139 RadioREF 1965 J Bastide F8JD
p140-p144 RadioREF 1967 J Bastide F8JD

FILTRES QUARTZ

p145-p151 RadioREF 1936 A Morreau FT4AD
p152-p154 RadioREF 1947 J Bideau F9CR

SOUFFLE

p155-p159 RadioREF 1964 P Plion F9ND

BASES D'UN RÉCEPTEUR DE TRAFIC OC

par J. Bastide F8JD

La réalisation (ou l'amélioration) d'un récepteur de trafic ondes courtes se présente de façon différente de celle d'un récepteur de radiodiffusion. Les questions qui nous sont souvent posées par les OM, soit par lettre, soit de vive voix, nous montrent que les bases des récepteurs de trafic sont en général mal connues.

Examinons quelques points particuliers relatifs à la partie HF qui est l'une des plus importantes.

Rapport signal-sur-souffle : On l'appelle également rapport « signal-sur-bruit de fond » et il est souvent représenté par S/B. Pour être lisible, le signal doit-être plus fort que le souffle. Il faut donc réduire ce dernier, tout en maintenant élevée l'amplification du signal.

On confond souvent la « sensibilité » avec « l'amplification » (ou gain). Or la sensibilité est essentiellement limitée par le niveau de souffle du récepteur. Il s'en suit que le rapport S/B est un facteur très important.

La sensibilité « utile » dépend donc de ce rapport S/B qui, dans un récepteur bien conçu, est fonction à 90 % de la qualité de l'étage d'entrée de l'appareil. En effet le souffle (ou bruit de fond) provient surtout de cet étage d'entrée, car le souffle qu'il produit subit l'amplification la plus grande.

Une question primordiale est que le facteur de surtension Q du circuit d'entrée doit être aussi élevé que possible. Il dépend de tout l'ensemble du circuit HF : bobinages, codensateurs d'accord et tube. C'est de ce côté qu'il faut agir en premier lieu dans le cas où l'on veut « rajeunir » un ancien récepteur. Du circuit d'entrée dépendra en majeure partie les performances de notre récepteur.

1° — **Bobinages :** Le souffle produit par une bobine est proportionnel à son impédance. Un bon bobinage (donc à facteur de surtension élevé) souffle plus qu'un mauvais bobinage (ce dernier à faible facteur de surtension) mais avec le premier l'amplification du signal étant beaucoup élevée, le rapport S/B sera bien supérieur.

L'agitation thermoïonique est la cause principale du souffle. Or la tension parasite de souffle qui en résulte est inversement proportionnelle à la racine carrée du facteur de surtension Q du circuit. Ce qui montre que l'on ne doit jamais chercher à réduire le souffle en agissant sur les bobinages.

Dans un amplificateur HF ayant un bon rapport S/B 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 μF et observer si l'on obtient une réduction de bruit de fond. S'il n'y a pas de changement, c'est que le souffle dû au tube prédomine, ce qui indique un mauvais rapport S/B de l'étage HF. Cet essai n'est pas valable avec un amplificateur HF à réaction. Bien entendu ce rapport décroit lorsque la fréquence augmente, car aux fréquences élevées il est de plus en plus difficile d'obtenir un bon facteur de surtension des bobinages.

Soulignons qu'un bobinage à faible facteur de surtension Q présente d'autres inconvénients, en particulier en ce qui concerne la rejection des images (qui est très mauvaise dans ce cas).

2° — **Tubes :** Voyons maintenant du côté tubes. Aux fréquences élevées le circuit grille d'un tube à vide absorbe une certaine puissance, même si la grille est polarisée négativement.

On a classé les tubes suivant leur « résistance équivalente de souffle » (Req). 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 ensuite on insère une résistance de 10 k la tension dûe 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 comparer un tube radio à une résistance, celle-ci étant d'autant plus élevée que le souffle est plus intense.

La tension de souffle est variable suivant le type de tubes. L'avantage est nettement aux triodes, qui donnent 3 à 4 fois

moins de souffle que les pentodes. Et les tubes pentagrilles sont les plus mauvais.

Mais qu'on ne s'y trompe pas. Quoique les tubes triodes soient les plus intéressants au point de vue souffle, aussi bien en amplification HF qu'en mélangeur, ils ne peuvent être utilisés qu'en VHF. Pour les fréquences inférieures à 30 MHz leur faible résistance dynamique interne amortit de façon inadmissible le primaire du transformateur HF (ou MF) inséré dans le circuit anodique, ce qui condamne le montage cascode pour les fréquences décamétriques.

D'autre part plus la pente d'un tube est élevée, meilleur est le rapport S/B. Nous rappelons que la pente de conversion d'un tube mélangeur est trois à quatre fois plus faible que celle de ce même tube monté en amplificateur HF. Il s'en suit une règle simple : pour réduire le souffle ne pas adopter l'étage changeur de fréquence à l'entrée d'un récepteur de trafic ; il faut obligatoirement le faire précéder d'un étage d'amplification HF.

Nous aurons donc au moins un étage d'amplification HF qui sera équipé avec un tube à pente élevée et à faible souffle. Ce tube devra fonctionner avec sa pente maximum pour tous les signaux dont la puissance est inférieure à 30 fois la tension de souffle. Donc pas d'antifading sur les étages HF sauf précautions spéciales, c'est-à-dire réglage du seuil d'action de l'antifading pour les signaux faibles.

3° — **Antenne :** La pratique des VHF et UHF a montré de façon lumineuse l'intérêt présenté par l'utilisation à la réception d'antennes efficaces.

Prenons un récepteur équipé avec un étage HF et ajoutons un second étage HF identique. L'amplification sera augmentée, mais le rapport S/B sera diminué. Il y aura néanmoins une certaine amélioration générale, car avec deux étages HF on fait passer en troisième position le tube mélangeur (particulièrement bruyant au point de vue souffle) et il reçoit à l'entrée une tension HF plus élevée, d'où amélioration de la fonction « mélangeur ».

Considérons maintenant l'antenne. On a constaté que quelque soit le type d'antenne utilisé, la puissance du souffle produit était sensiblement la même. Donc le gain propre de l'antenne est très intéressant, d'où utilité d'adopter une antenne aussi dégagée que possible. Le gain donné par une bonne antenne est bien préférable à celui donné par les étages d'amplification HF, en raison du bien meilleur rapport S/B ainsi obtenu.

Le couplage antenne devra être optimum (ce point est trop souvent négligé) et on apportera tous ses soins pour avoir un bon facteur de surtension Q du circuit accordé de grille de tube d'entrée. Il n'existe pas de récepteur sensible qui, fonctionnant sans antenne, ne produise pas de bruit de fond.

Tout cela montre également l'avantage d'utiliser une antenne accordée sur la fréquence du signal reçu. La complication qui en résulte rend parfois le procédé inapplicable, mais il est bon toutefois d'en prendre note, car cet accord de l'antenne peut rendre de grands services dans des cas spéciaux.

4° — **Bande passante :** Le souffle est aussi fonction de la bande passante. On conçoit facilement que plus la bande passante sera large, plus le souffle sera important (songez à un entonnoir). Un récepteur sélectif aura donc un rapport S/B plus favorable que celui d'un récepteur peu sélectif. Nouvel argument pour l'étage HF.

5° — **Etages MF :** Le souffle produit par les étages MF est trop faible pour être gênant. La tension due au souffle est relativement élevée, mais le signal est déjà amplifié par les étages précédents. Le rapport S/B est, dès l'entrée de l'amplificateur MF, trop élevé pour être sensiblement influencé par le souffle du ou des étages MF. Ces derniers ne changent pas ce rapport.

Il est inexact de dire que deux étages MF produisent plus de souffle qu'un seul étage, pour un même signal. Le rapport S/B reste le même, mais bien souvent on confond le souffle avec le bruit de réaction, 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. Précisons que la réaction diminue le rapport S/B.

Fréquence image. — Donnons quelques précisions sur la fréquence image, sous forme de quelques maximes :

— Il faut supprimer la fréquence image avant l'étage changeur de fréquence. Donc apporter tous les soins aux étages HF plutôt que d'adopter une MF élevée.

— La valeur de la MF ne conditionne pas l'affaiblissement de la fréquence image. Mais une MF de valeur élevée augmente la rejection de l'image.

— L'accord exact du circuit d'antenne réduit considérablemnet l'amplitude de la fréquence image.

— Dans le cas d'une fréquence image due à un puissant émetteur voisin, placer à l'entrée du récepteur un filtre bouchon accordé sur la fréquence de cet émetteur et réglé une fois pour toutes.

— Le double changement de fréquence procure le meilleur moyen de supprimer la fréquence image. Sous réserve néanmoins que la partie HF du récepteur soit convenablement étudiée.

Ce qui précède montre clairement que seule l'amplification HF est la plus efficace pour supprimer cette fréquence image, souvent bien gênante, particulièrement aux fréquences élevées. C'est de ce côté qu'il faut porter les efforts.

Sélectivité : Le changement de fréquence a été adopté pour sa sélectivité et non pour la sensibilité qu'il permet d'obtenir, bien plus élevée que celle donnée par les récepteurs à amplification directe. Mais la sélectivité totale du récepteur dépend de la sélectivité propre de chacun des circuits accordés qui le compose et du nombre de ces circuits.

En ondes courtes la sélectivité des circuits d'accord HF est très limitée. Pour obtenir une sélectivité suffisante, pour augmenter le rapport signal-sur-image, dans le cas d'un récepteur à simple changement de fréquence, il faut multiplier les circuits d'accord HF sous forme d'un ou deux étages d'amplification HF. Comme nous l'avons dit plus haut, il y a un intérêt primordial à amplifier le signal avant le convertisseur de fréquence, ce qui par la même occasion, procure une meilleure pente de conversion.

Le nombre d'étages d'amplification HF dépend de la fréquence MF qui suit :

1° — Avec les anciens tubes HF à pente moyenne et une MF de 450 500 kHz, un étage HF au moins est indispensable, surtout pour les fréquences de 14 MHz et supérieures, afin d'atténuer la fréquence image. Normalement il était nécessaire d'avoir deux étages HF mais la sélectivité image était encore insuffisante. Et trois étages apportaient un souffle prohibitif, avec une mise au point très délicate.

On peut insérer, en série dans l'antenne, un circuit bouchon accordé sur la fréquence image. C'est une complication importante, d'ailleurs impossible à appliquer sur un feeder symétrique à basse impédance.

2° — Il est préférable d'adopter un seul étage HF avec gain maximum, grâce aux nouveaux tubes pentodes à pente élevée et d'augmenter la fréquence MF. On éloigne ainsi l'accord de la fréquence image, d'où atténuation plus importante. Dans ces conditions et avec une MF de 1 600 kHz on obtient une bonne sélectivité et une excellente amplification, mais il faut adopter au moins deux sinon trois étages MF.

3° — Actuellement la technique s'est orientée vers le double changement de fréquence (et parfois triple) qui résoud de façon élégante le problème de la sélectivité et de la sensibilité.

4° — Il est d'autant plus difficile de réaliser un circuit d'accord HF à facteur de surtension Q élevé (et par conséquent de bonne sélectivité) que la fréquence est élevée. Or il arrive que des circuits d'accord de qualité médiocre donnent une plus grande amplification que celle obtenue avec des circuits d'excellente qualité ; cela provient d'une réaction insoupçonnée entre circuits grille et plaque d'un tube HF. Mais dans ce cas le rapport S/B est inférieur à celui des circuits de bonne qualité.

5° — Le circuit oscillant d'entrée doit être exactement accordé sur la fréquence du signal à recevoir. C'est souvent impossible à réaliser avec l'accord unique. Aussi prévoit-on un condensateur variable d'appoint de faible valeur (25 pF par exemple) monté en parallèle sur le circuit d'accord d'antenne et réglable par cadran (ou bouton) séparé. On fait l'alignement de façon qu'au milieu de la bande ce condensateur d'appoint soit réglé à demi valeur.

6° — Insistons sur la nécessité d'utiliser des bobinages à coefficient de surtension Q le plus élevé possible. Si l'amplificateur HF a tendance à auto-osciller, ne pas toucher aux bobinages, mais agir uniquement sur la pente du ou des tubes HF.

Une exception toutefois, quand les auto-oscillations apparaissent lorsque la capacité d'accord est trop faible. Dans ce cas on touche aux bobinages en enlevant quelques spires, quitte à augmenter la capacité des condensateurs d'accord, par exemple en ajoutant en parallèle sur ces condensateurs variables de petits condensateurs fixes au mica argenté ou ajustables.

Sensibilité : Au début de cette étude nous avons dit qu'il ne fallait pas confondre la sensibilité avec l'amplification ou gain). Elle est essentiellement limitée par le niveau de souffle du récepteur.

En principe la sensibilité est définie par la valeur du signal d'entrée nécessaire pour obtenir à la sortie du récepteur une puissance de 0,05 W lorsque l'onde porteuse est modulée à 30 %. Cela est exact pour les récepteurs de radiodiffusion, mais non pour les récepteurs de trafic ondes courtes, qui sont à très grande amplification.

En effet un récepteur de ce dernier type, équipé avec un circuit d'entrée de mauvaise qualité (c'est-à-dire à faible coefficient de surtension) produira un souffle intense qui, à lui seul, donnera à la sortie la puissance précitée de 0,05 W. Il sera inutilisable, alors que la définition ci-dessus permettrait de dire que sa sensibilité est infinie.

En d'autres termes, si la sensibilité est basée uniquement sur l'amplification, un récepteur d'excellente qualité donnant un faible niveau de souffle, peut avoir peu de sensibilité. Le point le plus important est le rapport S/B comme nous l'avons vu au début de cet article.

Rappelons qu'un récepteur de trafic OC digne de ce nom doit être convenablement blindé. Lorsque l'on fait l'essai avec l'antenne débranchée, on ne doit pratiquement pas entendre de signaux, même si le récepteur est très sensible. Un blindage bien conçu doit former cage de Faraday, non seulement pour les signaux, mais également (et surtout) pour les parasites.

D'autre part, si le dispositif antifading est efficace et le récepteur sensible (antenne branchée naturellement) on observera la réception de fréquences images On le vérifie en coupant l'antifading ; la réception de la fréquence image doit disparaître.

Il est nécessaire de prévoir une commande manuelle de sensibilité. Le montage est simple avec une résistance variable (type potentiomètre à bouton) 10 000 ohms bobinés, placée entre l'ensemble des cathodes à commander et la masse. Chaque cathode comporte une résistance dite « talon » égale à la résistance de polarisation normale du tube.

Notons qu'en faisant varier ainsi la résistance cathodique des tubes, on modifie la tension de polarisation des grilles d'où il s'ensuit une variation de la capacité d'entrée des tubes. Cela n'a guère d'importance en moyenne fréquence, mais il n'en est pas de même en haute fréquence, car pour cette dernière on désaccorde les circuits oscillants. Pour remédier à cet inconvénient, on ne découple qu'une partie de la résistance « talon » précitée, ce qui améliore l'impédance d'entrée du tube, mais au détriment de la pente.

En commande manuelle de gain il faut laisser toujours le premier étage d'amplification HF au gain maximum (exception pour la réception des stations locales trop fortes).

Amplificateur cascode HF : Nous l'avons déjà dit et nous le répétons : Le montage cascode est à rejeter en ondes décamétriques, autrement dit pour les fréquences inférieures à 30 MHz. En voici les raisons :

L'amplificateur HF cascode a été réalisé pendant la guerre pour les récepteurs de radar où il est obligatoire de réduire au maximum le bruit de fond (souffle). Son application n'a d'intérêt que pour les fréquences supérieures à 30 MHz. Comme nous l'avons vu le souffle provient de trois causes prépondérantes : l'antenne, les circuits d'accord et les tubes. Or en VHF et UHF (cas du radar) les circuits oscillants présentent de très faibles impédances dynamiques (de l'ordre tout au plus d'un millier d'ohms) et le souffle produit est donc très important. Dans ces conditions il est nécessaire d'avoir des tubes ayant une résistance équivalente au souffle (Req) aussi faible que possible, c'est-à-dire des tubes triodes.

Mais pour les fréquences égales ou inférieures à 30 MHz les circuits oscillants d'accord atteignent des impédances dynamiques importantes, de plusieurs dizaines de milliers d'ohms. Avec des circuits d'accord de bonne qualité (chose obligatoire) la différence de Req entre un tube pentode (par exemple EF80 = 1500 Ω) et un montage cascode (avec Req = 500 Ω) est insignifiante devant l'impédance dynamique d'un circuit oscillant, qui peut facilement atteindre 20 000 ohms pour une fréquence de 14 MHz.

Autre inconvénient. Avec un montage cascode il est difficile de couvrir de larges bandes de fréquence, en raison du neutrodynage obligatoire du tube d'entrée. Ce neutrodynage est valable au maximum pour des différences de ± 15 à 20 % de la fréquence centrale. Il s'en suit qu'avec un récepteur OC devant couvrir 3 à 30 MHz il ne saurait être question de commuter le dispositif de neutrodynage.

Avec un montage cascode de fonctionnement correct, la neutrodynation est obligatoire, sinon l'étage accroche. On peut donc en conclure qu'un cascode sans ce neutrodynage fonctionne mal.

Autre point important dans notre comparaison. Dans le cascode on a un amortissement important des circuits oscillants, dû à la très faible résistance interne des triodes. Le circuit de sortie aura une impédance de l'ordre de 5.000 ohms, pour une fréquence de 14 MHz par exemple, d'où écrasement du gain de l'étage et de la sélectivité du circuit oscillant qui suit. Et l'affaiblissement de l'image devient insignifiant, chose grave pour un récepteur de trafic ondes courtes

En résumé le montage cascode est excellent pour les fréquences supérieures à 30 MHz. Mais pour les fréquences inférieures il ne donnera jamais le rendement d'un tube pentode à forte pente convenablement adapté.

FLASH NOUVELLES FLASH NOUVELLES FLASH NOUVELLES

par F8TM

— Fuseaux horaires. Très souvent l'heure locale est donnée par une seule lettre. Voici la clé :

GMT = Z
CST = S
PST = U
HST = W
EST = R
MST = T
AST = Q

— ZC4CT et 4AK seront en Jordanie — JY — en avril/mai.

— Les UA2 — Prusse orientale — sont dans une nouvelle contrée DXCC.

— VE7ZM est QRV sur 7 Mc/s A1 à 02-05 et 23-24 z.

— PY7LJ et PY7AFN sont à Fernando Noronha.

— Le préfixe 9Q2 serait le Kasai, et 9Q7 le Katanga.

— ZA1AF donne pour QRA : Aldo, box 131, Durres, Albanie.

— F9OE qui rentre en France après une navigation de plusieurs mois, signale avoir entendu F2MA 21 le 10.XII de Sumatra, — et le 15.XII de Maurice, — F9IF 14 le 19.XII de Durban, — F9YW 21 le 15.XII de Maurice. Il a souvent QSA FB8XX 14 A1 04 z et 21 A1 13 z, puis FB8ZZ 14 17 z et FR7ZD 14 A3 17 z.

— CR9AN 21 A3 12 z.

— 9M2FQ 14 A1 12 z et 9K2AD 21 A1 13 z

— AC5PN 14 A1 02 z.

— VQ8BC 21 A1 13 z et VQ8AV 14 A1 09 z.

— VQ8BM 14 A1 16 z.

— ZS7R 14 A1 06 z et ZS6AVP/8 14 A1 17 z.

● F3EN, ex 3V8AB, a reçu le WAZ depuis quelque temps pour son trafic depuis la Tunisie. Sa puissance était des plus raisonnables avec une 807 au PA. 3V8AB étant sur l'air depuis 1929...

● Clif Evans K6BX, box 385, Bonita, Cal., USA, nous informe qu'il édite « the Award Hunter's Bible » : The Directory of Certificates and Awards, 4,75 dollars, y compris quatre suppléments annuels envoyés séparément en janv., avril, juillet et octobre.

● En Suisse, il y avait, il y a quelques semaines, 560 autorisations, dont 82 % en Suisse alémanique, 15 % en Suisse romande, et 3 % en Suisse italienne.

● En Grande-Bretagne, à la même époque, il y avait 8463 autorisations, et 93 licences d'émission de télévision d'amateur.

— Yacht DANAE II. FF8CB/MM nous a adressé une longue QSL. Départ de Dakar le 6.XI, escale aux îles du Cap Vert pour 4 jours. Nous y sommes restés 23, en raison de la qualité : a) du climat, et b) de l'hospitalité des OM... En 23 jours et 13 heures, nous avons fait le QSY à Fort de France sans incident où FM7WQ nous attendait. Nous resterons plusieurs mois dans la mer des Caraïbes et nous continuons d'émettre à 20 GMT sur 14 ou à 17 sur 21...

Stations déjà QSO : F2DM, F2HC, F2IL, F3DJ, F8PU, F8MT, F9KT, FF4AK, FF4AB, FF8AP, FF8BL, FF8BP, FF8AP/M, FM7WN, FM7WQ, CN8AR, CN8ED, CR4AG, PZ1AG, VE2QS, tous entre le Cap Vert et la Martinique.

Merci pour vos notes, et pensez à cette rubrique « Flash » avant le 10 février.

DISCIPLINE signifie LIBERTÉ, mais dans le strict respect de la réglementation amateur.

En 1915, il réussissait la première transmission de la voix humaine à longue distance : un homme, parlant depuis la Virginie, put être distinctement entendu sur un poste récepteur installé au sommet de la Tour Eiffel.

Quelques années plus tard, en 1923, de Forest fait une expérience de cinéma parlant au Rivoli Theatre de New-York.

A chaque succès, lui étaient opposés des sourires sceptiques. De Forest avait coutume de dire : « Et voilà, toute ma vie on m'a toujours cru un peu fou parce que je m'obstinais à croire que mes inventions étaient valables et parce que j'ai toute mon existence durant, préféré la recherche à l'exploitation commerciale de mes inventions ».

C'est encore lui qui, en 1950, déclarait : « Toute ma vie, je me suis battu pour que la radio reste un moyen de transmettre la culture ».

Le 30 juin 1961, s'est éteint Lee de Forest qui nous a légué tant de fabuleuses inventions, ce qui méritait cet hommage, trop bref malheureusement.

Robert BROCHUT
Président du Réseau des Emetteurs Français

Les Bobinages Haute Fréquence pour RÉCEPTEURS OC

par J. BASTIDE F8JD

Circuit Oscillant :

Tout circuit oscillant se compose d'une self-inductance (improprement appelée « self ») et d'une capacité. La fréquence de résonance du circuit oscillant est donnée par la formule de Thomson :

$$F = \frac{10^6}{2\pi\sqrt{LC}}$$

dans laquelle

F est la fréquence en kHz,
L l'inductance en micro-Henrys (μH),
C la capacitance en picofarads (pF),

Cette formule permet de calculer les circuits d'accord, mais elle ne tient pas compte des capacités et inductances parasites dues aux connexions, contacteurs, tubes, etc.

On en déduit le coefficient de self-induction de la bobine :

$$L = \frac{253 \times 10^8}{F^2 C}$$

Nous donnons plus loin des tableaux avec les valeurs des inductances, suivant les gammes de fréquences à couvrir.

Coefficient de surtension Q :

Encore appelé « facteur de qualité ». On démontre, et l'expérience le confirme, que les pertes dans le condensateur sont beaucoup moins importantes que celles dans l'inductance (ou bobinage). On doit donc porter tous les soins à la construction des bobines et on améliore la qualité du circuit oscillant en améliorant celle des bobines.

La qualité d'une bobine est définie par son coefficient de surtension, désigné par la lettre Q. Ce coefficient est donné par la formule :

$$Q = \frac{L\omega}{R} \qquad \text{avec } \omega = 2\pi F$$

dans laquelle L est le coefficient de self-induction de la bobine, ω la pulsation du courant haute fréquence et R la résistance totale (ohmique + H.F.) de la bobine à la fréquence F considérée.

Cette formule montre que la capacité d'accord n'intervient pas directement. Toutefois, l'inductance L augmente plus vite que la résistance R lorsque l'on augmente le nombre de spires (environ deux fois plus) ; donc, en augmentant le rapport L/C le facteur de surtension Q croît (cela pour une fréquence donnée).

En ondes courtes, nous ne considérerons que les bobinages cylindriques à une seule couche de fil, soit à spires jointives, soit à spires non jointives. Pour ce genre de bobines, on peut calculer le coefficient de surtension Q par la formule de Medhurst (cas des bobines à air) :

$$Q = 0{,}07\ d\ K\sqrt{F}$$

dans laquelle d est le diamètre de la bobine, K un coefficient variable suivant le rapport longueur sur diamètre et le pas de l'enroulement, F la fréquence en Hertz.

Ci-après les valeurs du coefficient K pour des bobines dont la longueur est comprise entre 0,5 et 5 fois le diamètre :

597

l/d	0,5	0,6	0,8	1	1,5	2	2,5	3	4	5
Spires jointives	0,28	0,31	0,35	0,38	0,5	0,62	0,67	0,73	0,8	0,85
Spires non jointives ..	0,52	0,56	0,61	0,65	0,7	0,74	0,76	0,78	0,8	0,81

Pour les bobines à spires non jointives, les spires sont espacées du diamètre du fil. On voit tout de suite, d'après ce tableau, l'avantage de ce genre d'enroulement lorsque la longueur est inférieure à 4 fois le diamètre. Au-dessus, c'est l'inverse qui se produit.

Un autre facteur qui intervient est que le coefficient de surtension Q croît comme la racine carrée du diamètre du bobinage. Il est évident que lorsqu'on augmente le diamètre de la bobine, on doit diminuer le nombre de spires. On peut donc ainsi déterminer, suivant la self-inductance de la bobine, le diamètre et le nombre de spires à prévoir.

Nous donnons plus loin la formule classique de Nagaoka permettant de calculer facilement les bobines cylindriques à une couche (type à air, sans noyau magnétique).

Noyaux magnétiques :

Les bobines pour ondes courtes sont souvent du type à air. Toutefois, on peut adopter des noyaux magnétiques (du type spécial pour ondes courtes) en vue d'augmenter le coefficient de surtension, mais uniquement pour les fréquences inférieures à 7 MHz. Pour les fréquences supérieures, la présence d'un noyau magnétique diminue le facteur de surtension.

Il est toutefois des cas où le noyau magnétique est nécessaire au-dessus de 7 MHz. C'est lorsque l'on a besoin d'une inductance à large bande passante, à la sortie d'un adaptateur à oscillateur quartz par exemple. Egalement pour des bobinages O. C. commutés, où le noyau magnétique donne un moyen pratique de modifier la self-induction des bobinages, en vue de l'alignement (au détriment du coefficient de surtension).

Dans le cas des transformateurs H. F. le noyau magnétique doit être enfoncé profondément, de façon à être dans le champ direct du primaire et du secondaire. Noter que le couplage entre primaire et secondaire varie avec la position du noyau.

D'une façon générale, si le noyau magnétique est peu enfoncé, la haute fréquence induite dans le noyau rayonne et les pertes augmentent. On perd ainsi un des avantages (en l'aggravant) du noyau magnétique, qui permet de réduire le champ extérieur du bobinage.

Carcasse de la bobine :

Elle doit être indéformable et insensible à la chaleur et à l'humidité. C'est d'elle que dépend une bonne partie de la stabilité de fréquence du récepteur. Le facteur Q varie peu avec la matière composant la carcasse (ou mandrin) si l'épaisseur du matériau formant le tube isolant est faible. Les mandrins de faible diamètre sont moins sensibles aux effets de dilatation par la chaleur.

Les carcasses en isolants synthétiques à faibles pertes sont excellents : polystyrène (ou trolitul), rexol, etc. Ces isolants ont l'inconvénient de fondre facilement au contact du fer à souder, et des précautions sont à prendre. On perce facilement des trous à l'aide d'une aiguille chauffée. Les carcasses en polystyrène sont, à notre avis, celles qui conviennent le mieux pour l'amateur en raison de la facilité de leur utilisation.

Les mandrins en stéatite sont très intéressants, par leurs qualités de rigidité mécanique et de résistance aux agents atmosphériques. L'inconvénient (mineur) est qu'il est impossible de les travailler (percement de trous supplémentaires par exemple).

On utilise également soit la bakélite moulée polymérisée (sans odeur), soit le carton bakélisé à faibles pertes H. F. (frequentite, dellite), sous réserve d'adopter des carcasses aussi minces que possible. A n'utiliser que pour les fréquences relativement basses.

Pour les bobines interchangeables, les diamètres de 25 à 30 mm sont habituellement utilisés, alors que l'on prend des diamètres de 10 à 20 mm pour les bobines commutées. On aura avantage à faire fileter le tube formant carcasse, pour maintenir les spires en place : ces rainures ne devront pas avoir une profondeur supérieure au 1/3 ou au 1/2 du diamètre du fil.

Ne jamais se servir de pièces en fer ou en acier pour la fixation des mandrins. De même l'utilisation d'une tige filetée en cuivre tout au long de l'axe du mandrin, pour le

maintenir, est à prohiber, sous peine d'amortissement du circuit oscillant, d'où diminution du coefficient de surtension Q.

Influence du fil :

Le fil divisé (Litzendrant) ne présente aucun avantage en ondes courtes, il apporte même des pertes supplémentaires dans l'isolant, pertes qui augmentent vite avec la fréquence. Utiliser du fil plein, diamètre 3/10 à 12/10 de mm. Le fil nu s'oxydant rapidement, on a intérêt à adopter du fil émaillé ; comme pour les fréquences supérieures à 10 MHz les bobines sont à spires non jointives, on n'a pas à craindre aux fréquences élevées de pertes entre spires par l'isolant du fil.

Le fil émaillé recouvert d'une couche soie est à recommander. 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 H. F. (cire diélectrique, paraffine neutre, vernis cellulosique), la couche de vernis devant être aussi mince que possible.

Le fil argenté est également employé pour les bobines à spires non jointives. Il est facile de souder des prises sur ce fil. Il est recommandé de passer ensuite une couche de vernis pour le préserver des vapeurs sulfureuses de l'air (la couche d'argent noircirait).

L'effet pelliculaire (ou effet de peau) a une importance minime dans le cas de nos bobinages. Rappelons néanmoins que les courants H. F. se propagent à la surface des conducteurs et cela d'autant plus que la fréquence est plus élevée. Dans les solénoïdes, la densité de courant H. F. est plus élevée sur la surface interne du bobinage. De ce fait, la partie réelle dans laquelle circule le courant H. F. est diminuée, et la résistance en H. F. augmentée. Dans le cas des conducteurs carrés ou rectangulaires, le courant H. F. tend à se localiser vers les angles du conducteur.

Si l'on veut le meilleur rendement pour les fréquences élevées, égales et supérieures à 30 MHz, on utilisera des bandes plates en clinquant de cuivre argenté, et ensuite vernies, en largeur de 1 à 2 mm (l'épaisseur importe peu). La bande sera prolongée, sans coupure, jusqu'aux bornes du condensateur d'accord.

Forme de bobinage :

Nous avons vu au paragraphe « Coefficient de surtension » l'influence de la longueur et du diamètre de la bobine. La forme du mandrin est donc très importante.

Il faut ajouter que la capacité répartie croît avec le diamètre de l'enroulement. En tenant compte de l'ensemble des facteurs, on doit arriver à un compromis et se rapprocher le plus possible d'un bobinage dans lequel la longueur est égale au diamètre. En pratique, la longueur est comprise entre 1 et 2,5 fois le diamètre ; en effet, pour les fréquences basses (3 MHz), même avec des spires jointives, on n'arriverait pas à loger le nombre de spires nécessaires, avec un fil de diamètre convenable.

En règle générale, les bobines sont exécutées en spires jointives pour fréquences inférieures ou égales à 7 MHz, et en spires non jointives pour les fréquences supérieures.

Notons au passage que les bobinages toroïdaux présentent le minimum de pertes, car leur champ est complètement fermé à l'intérieur. En ondes courtes, on obtient des coefficients de surtension de l'ordre de 2000, alors qu'ils ne sont que de 150 à 300 pour les bobinages cylindriques à air. On arrive ainsi à un facteur de qualité voisin de celui d'un filtre à cristal de quartz.

Commutation des bobinages :

Un commutateur de bobinages ne donne par un aussi bon coefficient de surtension que les bobines interchangeables. Au-dessus de 25 à 30 MHz, le résultat est déplorable. En effet, la self-induction du commutateur et des connexions (obligatoirement longues), représente une partie très importante de celle du bobinage (jusqu'à 30 %). Cette self-induction (parasite) se trouvant en dehors de la bobine n'a aucun effet actif, et dissipe inutilement de l'énergie, par ses pertes par rayonnement.

Néanmoins, il est certain qu'un commutateur de gammes est très pratique, mais il faut alors réduire au minimum les longueurs de connexions entre bobines, commutateur et condensateurs d'accord.

Un compromis consiste à prendre des bobines interchangeables pour les circuits d'accord, et un commutateur pour les bobines de l'oscillateur H. F. En effet, pour ces dernières, on doit obligatoirement avoir un rapport L/C réduit, de façon à augmenter la stabilité (capacité importante). Toutefois, contrairement à l'opinion répandue, les bobines oscillatrices doivent également avoir un coefficient de surtension aussi grand que possible. On perdra donc une partie des qualités du récepteur avec ce commutateur.

Pour les bobines interchangeables, les mandrins seront fixés par un boulon cuivre à des rondelles stéatite ou trolitul à 4 ou 5 broches. On peut également s'inspirer du

récepteur H. R. O. à tiroirs, pour réaliser des blocs de bobines interchangeables.

Enfin il existe les rotracteurs, solution intéressante adoptée par certains constructeurs. Ils présentent toutefois des difficultés pour l'alignement, et les pièces détachées utilisées doivent être très robustes, indéréglables au choc et fixées solidement.

Calcul des bobinages :

Nous venons de voir les différents facteurs entrant dans la réalisation des bobinages H. F. La formule classique de Nagaoka permet de calculer le nombre de spires d'une inductance cylindrique à air, comportant un enroulement à une seule couche de fil :

$$L = K \frac{N^2 d}{1.000}$$

formule dans laquelle L est la self-induction du bobinage en micro-Henrys, N le nombre de spires, d le diamètre moyen en centimètres de l'enroulement, K un coefficient fonction du rapport diamètre sur longueur (d/l) de la bobine. (Ce coefficient est totalement différent de ceux que nous avons vus précédemment.)

On en déduit pour le nombre de spires :

$$N = \sqrt{\frac{1.000\,l}{K\,d}}$$

Les valeurs du coefficient K sont les suivantes :

d/l	K	d/l	K
0,20	0,920	0,70	0,760
0,25	0,901	0,80	0,735
0,30	0,883	0,90	0,710
0,35	0,860	1,00	0,688
0,40	0,849	1,25	0,638
0,45	0,833	1,50	0,595
0,50	0,818	1,75	0,557
0,60	0,788	2,00	0,525

On peut utiliser une autre formule, déduite empiriquement de la précédente :

$$L = \frac{0{,}008\,d^2\,N^2}{3\,d + 9\,l}$$

Nombre de spires	Diamètre 10 mm			Diamètre 14 mm		
	3/10 jointives	3/10 espacées	6/10 espacées	3/10 jointives	3/10 espacées	6/10 espacées
5	0,7	0,4	0,25	1,3	0,8	0,53
7	1,1	0,6	0,38	2	1,2	0,75
10	1,6	0,9	0,55	2,9	1,7	1,1
15	2,6	1,5	0,9	4,7	2,8	1,8
20	3,6	2,1	1,25	6,5	4	2,6
25	4,8	2,8	1,7	8,7	5,2	3,4
30	6	3,5	2,1	10,2	6,5	4,2
40	8,5	5	3	16	9	5,8
50	11	6,5	4	21	12	7,5

Nombre de spires	Diamètre 20 mm			Diamètre 25 mm		
	3/10 jointives	3/10 espacées	6/10 espacées	3/10 jointives	3/10 espacées	6/10 espacées
5	1,5	1,3	0,8	2,3	1,7	1,1
7	2,5	2	1,2	3,6	2,6	1,7
10	4	3	1,8	5,7	4	2,6
15	7	5	3	10	6,6	4,2
20	10	7	4	15	9,5	6
25	14	9,5	5,5	21	13	8
30	19	12	7	26	17	10,5
40	27	17	10	40	25	15
50	38	22	13	54	32	20

dans laquelle d est le diamètre du bobinage en millimètres, l la longueur en millimètres et N le nombre de spires. On obtient la valeur de self-induction L en micro-Henrys.

Connaissant la self-induction L et si l'on s'est fixé le diamètre et la longueur de la bobine, la formule ci-dessus devient, pour la détermination du nombre de spires N

$$N = \sqrt{\frac{3d + 9l}{0{,}008\,d^2} \times L}$$

Tableaux des coefficients de self-induction :

D'après ce qui précède, nous avons établi des tableaux donnant le coefficient de self-induction en fonction du diamètre de la carcasse, du fil utilisé et du nombre de spires.

Ces tableaux sont limités aux dimensions courantes : mandrins cylindriques diamètres 10, 14, 20 et 25 mm ; fil 3/10 et 6/10. Pour les bobines à spires jointives, prendre de préférence du fil isolement deux couches soie ; pour celles à spires non jointives, du fil émaillé. Une très légère couche de cire diélectrique ou de vernis H. F. immobilisera les spires.

Dans ces tableaux, les coefficients de self-induction s'entendent en micro-Henrys (μ H). (Voir page précédente)

Bandes de fréquences couvertes avec un condensateur variable :

Pour le choix des bobinages nécessaires nous avons pensé intéressant de dresser un tableau des valeurs utiles pour dégrossir le problème du choix des inductances. Elles ne tiennent pas compte des inductances et capacités parasites dues au câblage. Colonne de gauche les capacités du condensateur d'accord. Dans la ligne du haut, les inductances en micro-Henrys. Les valeurs des autres cases sont les fréquences en MHz.

(Les fréquences résultantes sont données en MHz.)

Nombre réel des spires :

Le calcul d'une bobine donne toujours un nombre de spires supérieur à celui qui est nécessaire, car on ne tient pas compte des connexions, des capacités des tubes et parasites, des blindages, etc.

Avec les bobines à air, après avoir enlevé le nombre de spires nécessaires, on adopte le système d'une demi-boucle de fil terminant l'enroulement, que l'on courbe dans un sens ou dans l'autre de façon à faire varier par induction la self-inductance de la bobine. Mais la variation est faible. Le mieux est de se résoudre à sacrifier quelques mandrins, qui serviront de base pour la confection des bobines définitives.

Avec les bobines à noyau magnétique plongeur, le réglage est plus facile. Le nombre de spires est pris inférieur à celui donné par le calcul, et on enfonce plus ou moins le noyau pour obtenir l'inductance convenable.

Le procédé le plus pratique pour le réglage des bobinages est de se servir d'un « grid-dip ». Cet appareil est indispensable à celui qui veut construire vite et bien.

Transformateurs haute fréquence :

Il faut considérer deux types de transformateurs H. F., suivant leur position dans le récepteur : transformateur d'antenne et transformateur de liaison entre étages H. F. Le secondaire est pratiquement identique dans les deux cas, mais le primaire est différent.

1° *Transformateur d'antenne.* — C'est un des points importants du récepteur, car de lui dépend en grande partie le rapport signal-sur-souffle (avec le tube d'entrée qui lui est associé).

En faisant varier le couplage primaire-secondaire, nous avons soit le signal maximum, soit le meilleur rapport signal-sur-souffle. Pour le premier point, nous aurons un nombre de spires de l'enroulement d'antenne plus élevé que pour le second cas (grosso-modo dans le rapport 3 à 2).

Capacités (pF)	0,5 (μH)	0,8 (μH)	1 (μH)	3 (μH)	5 (μH)	10 (μH)	20 (μH)	30 (μH)
10	68	56	50	29	22,5	16	11	9
50	32	26	23	13	10,2	7,2	5,1	4,2
100	22	17,5	15,5	9	7	4,9	3,5	2,9
150	19	14	12,5	7,4	5,6	4	2,9	2,4
200	16	12,5	11,2	6,5	5	3,2	2,6	2,1
300	13	10,5	8,4	5,3	4	2,9	2	1,75
450	11	8,3	7,4	4,3	3,3	2,3	1,7	1,5

Le primaire doit être adapté à l'antenne et au feeder. Le nombre de spires varie suivant le feeder utilisé : fil unique, coaxial, ou doublet (twin-lead) ; il sera plus important pour les antennes à impédance élevée. Il n'existe pas de primaire universel pour adaptation à une antenne quelconque.

En règle générale, le nombre de spires du primaire est égal au dixième de celui du secondaire, cela étant toutefois une base. En faisant varier le couplage primaire-secondaire, on recherchera le point qui donne le meilleur rapport signal-sur-souffle.

Un point important est à vérifier. En accordant séparément (et exactement) le circuit d'entrée, on doit constater à l'accord une forte augmentation du souffle. S'il n'en est pas ainsi, l'étage H. F. est défectueux.

Le primaire sera toujours constitué par des spires jointives, même si le secondaire est à spires espacées. Le champ de l'enroulement primaire doit être concentré. Dans le cas d'une antenne avec feeders symétriques, relier à la masse le point milieu du primaire.

2° *Transformateur H. F. inter-étages.* — Ici le nombre de spires du primaire est plus élevé que celui du transformateur d'antenne. Attention toutefois de ne pas faire résonner le primaire sur une des fréquences d'accord du secondaire, ce qui limite le nombre de spires.

Le couplage primaire-secondaire sera très serré, ce qui est obtenu en enroulant le primaire sur le côté « froid » du secondaire, après interposition d'une feuille de papier servant d'isolant. Pour le primaire, utiliser du fil fin, par exemple 10/100 à 20/100 isolé deux couches soie, et enroulé à spires jointives.

Le nombre de spires du primaire sera environ le tiers de celui du secondaire, et les deux enroulements seront bobinés dans le même sens. En réduisant le nombre de spires primaires, on réduit le gain par étage, mais on augmente la sélectivité.

Séparer soigneusement les quatre fils de connexions sortant des deux bobinages, afin de réduire des actions réciproques. Pour le secondaire, fil de masse en bas et fil de grille en haut. Pour le primaire, fil de plaque en bas et fil + H. T. en haut. Par cette disposition, on réduit l'action des variations de la connexion plaque sur celle de grille.

Exemples de bobinages :

Ces valeurs ne tiennent pas compte des capacités et inductances parasites dues au câblage, contacteur (s'il y a lieu), capacités des tubes, etc., toutes ces valeurs pouvant varier suivant les composantes. Voici quelques bases :

— Résiduelle du condensateur d'accord ..... 10 pF
— Trimmer non serré .... 10 à 15 pF
— Câblage (cas des bobines interchangeables) ..... 7 à 10 pF
— Capacité des tubes .... 6 à 10 pF

Quelques exemples de réalisation fixeront les idées. Ils sont donnés à titre indicatif.

A) *Accord avec C. V. standard 465 pF.* — A titre de base, voici les caractéristiques de trois bobines avec accord par condensateur variable standard de 15 à 465 pF, le diamètre du mandrin étant de 14 mm :

Gamme 7 à 22 MHz : inductance 0,94 µH, soit 10 spires non jointives en fil 6/10 émail, réparties sur une longueur de 15 mm.

Gamme 2,7 à 8 MHz : inductance 6,7 µH, soit 26 spires jointives en fil 5/10 émaillé, longueur 15 mm.

Gamme 1 à 3 MHz : inductance 48,5 µH, soit 76 spires jointives en fil 25/100 émaillé, longueur 20 mm.

2° Toujours avec le même condensateur variable standard et une M. F. de 455 kHz, voici les valeurs des bobinages pour changement de fréquence, exécutées sur tube diamètre extérieur de 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'oscillateur H. F. sur la fréquence inférieure.

a) Gamme 9 à 24 MHz : circuit d'accord, primaire 7,4 µH, soit 20 spires jointives en fil 2/10 sous soie. Secondaire 0,55 µH, soit 6,5 spires en fil 6/10 émaillé, longueur 10 mm. Trimmer 3-30 pF. Couplage 2 mm entre primaire et secondaire.

Circuit oscillateur, circuit accordé 0,61 µH, soit 7 spires en fil 6/10 émaillé, longueur 10 mm. Trimmer 3-30 pF. Circuit d'entretien 0,68 µH, soit 6 spires en fil 2/10 soie, longueur 3 mm. Couplage serré.

b) Gamme 3 à 10 MHz : circuit d'accord, primaire 50 µH nid d'abeille 60 spires en fil 2/10 soie. Secondaire 4,9 µH, soit 22,5 spires en fil 4/10 émail, longueur 12 mm. Trimmer 3-30 pF. Couplage 3 mm entre primaire et secondaire.

Circuit oscillateur. Circuit accordé 5,5 µH, soit 25 spires en fil 4/10 émaillé, longueur 12 mm. Même trimmer. Circuit d'entretien 4 µH, soit 18 spires en fil 2/10 soie, longueur 6 mm. Couplage serré.

B) *Accord avec condensateur variable 140 pF.* — C'est la capacité à conseiller pour avoir un bon étalement des bandes. Ci-après, les valeurs pour les circuits d'accord.

a) Avec mandrins diamètre 38 mm. fil 6/10 deux couches soie.

Bandes (MHz)	Nombre de spires	Longueur enroulement
2,8 à 5	30	38 mm
4,8 à 10	16	38 mm
9,5 à 19	7	25 mm
18,5 à 37	3,5	20 mm

b) Avec mandrins diamètre 25 mm, même fil.

Bandes (MHz)	Nombre de spires	Longueur enroulement
2 à 3,4	50	spires jointives
3,4 à 6,2	21	d°
6,2 à 12,5	14	20 mm
12,5 à 24	10	15 mm
24 à 45	6	10 mm

c) Avec mandrins diamètre 14 mm et noyau magnétique pour les deux premières bandes seulement.

Bandes (MHz)	Nombre spires	Longueur enroulement	Fil
2 à 4	45	spires jointives	2/10 soie
4 à 8	24	d°	d°
8 à 15	14	20 mm	6/10 émail
15 à 30	6	15 mm	d°

Etalement des bandes de fréquences :

Il y a plusieurs façons de réaliser l'étalement des bandes de fréquence. Ci-après quatre procédés classiques.

Figure 1 : montage avec deux condensateurs variables en parallèle. L'un C_1 est le condensateur d'accord normal, à capacité élevée (jusqu'à 465 pF), l'autre C_2 est à faible capacité (de l'ordre de 25 pF) et sert pour l'étalement de la bande.

Figure 2 : le condensateur d'étalement de bande C_2 est branché sur une prise de la bobine. Cette prise est déterminée par la capacité du condensateur C_2 et la largeur d'étalement désirée. Ce montage est préférable au précédent, car avec un même condensateur d'étalement, on peut couvrir des bandes de fréquence de largeur différentes, suivant la nécessité. Mais dans ces deux cas, le récepteur doit comporter deux cadrans d'accord séparés, et l'étalonnage n'est pas précis.

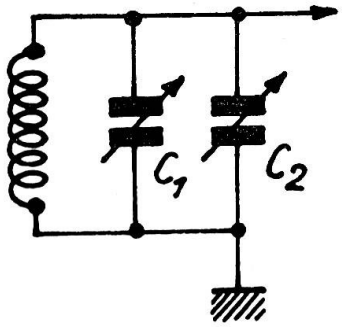


Figure 1

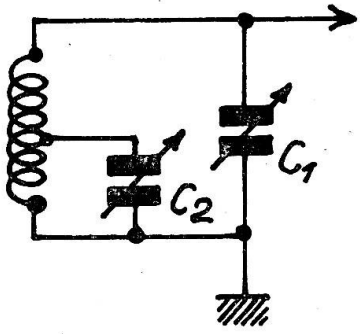


Figure 2

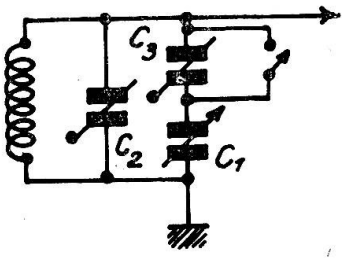


Figure 3

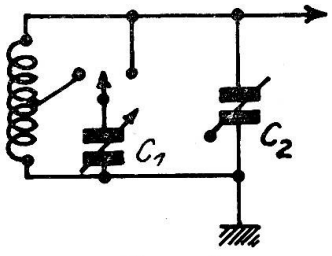


Figure 4

Figure 3 : nous n'avons qu'un seul condensateur variable C_1 de capacité normale pour ondes courtes (par exemple 140 pF). Un condensateur padding C_3 (ajustable) peut être soit mis en série, soit court-circuité. Lorsqu'il est mis en série, la capacité résultante $C_1 + C_3$ est réduite, et la variation du

condensateur C_1 couvre une faible gamme de fréquence (fonction de la valeur du padding C_3). Si on le court-circuite, le condensateur variable C_1 est branché directement aux bornes de la bobine et couvre une large bande de fréquence. Le condensateur trimmer C_2 sert à « cadrer » l'étalement de la bande de fréquence désirée.

Figure 4 : nous avons un compromis entre les deux montages des figures 2 et 3. Un seul condensateur variable C_1 (donc un seul cadran) et un inverseur permettant de brancher ce condensateur soit sur l'ensemble des spires de la bobine, soit sur une partie seulement. Le condensateur trimmer C_2 a le même but que celui de la figure 3.

Pratiquement, l'interrupteur et l'inverseur des figures 3 et 4 sont constitués par une vis cuivre qui court-circuite des pièces métalliques formant contact.

Conclusion :

Dans cet article, nous avons tenu à montrer les bases qui régissent la fabrication des bobinages, afin de guider les travaux de l'amateur qui désire construire ou modifier un récepteur.

Nous nous sommes appliqués à rester sur un terrain pratique et si quelques formules se sont glissées dans le texte, elles ne doivent pas être regardées sous l'angle rébarbatif, mais comme un moyen de calculer ou vérifier un bobinage donné.

Pour compléter cette étude, nous vous conseillons de revoir l'excellent article de Lebail F3HK, paru dans Radio-REF d'avril 1956 et qui apporte un complément appréciable à ce qui précède.

Il faut bien s'imprégner de l'idée que la radio n'est plus un problème d'à peu près, de « pifométrie » mais un problème précis où le calcul permet d'éviter des erreurs grossières et aussi des pertes de temps souvent considérables. Le résultat sera une amélioration certaine, que l'on peut escompter à l'avance, du rendement de nos réalisations. Nous pensons en particulier aux jeunes, avides de s'instruire. N'est-il pas agréable de savoir ce que l'on doit faire et pourquoi on le fait ?

PRECISONS...

C'est toujours avec beaucoup de plaisir que je reçois chaque mois le bulletin du REF, car la lecture de nombre d'articles est d'un intérêt indiscutable.

Aussi, quand il est question de « bobine de choc » au lieu de « bobine d'arrêt », suis-je bien tenté à excuser les auteurs influencés par le « choke coil » anglais où le verbe « to choke » veut dire étouffer. En d'autres termes une bobine qui étouffe ou arrête la haute fréquence indésirable. En somme, tout le monde en France sait ce qu'est la bobine dite de choc !

Mais sait-on ce qu'est la télémétrie ? Je suis souvent porté à en douter en constatant la confusion effroyable qui règne, principalement entre télémétrie et télémesure dans les articles d'origine anglo-saxonne traduits.

Je pense, pour cela, qu'il est bon de préciser que la télémesure se dit en anglais telemetry et a pour objet la mesure à distance de certaines grandeurs, ainsi que cela se pratique à bord des satellites artificiels. Quant à la télémétrie, science dont le but est la mesure des distances, n'oublions pas que l'expression anglo-saxonne ranging lui est exclusivement réservée et qu'elle est à l'origine du mot Radar (Radio and Detecting and Ranging).

Dans une revue comme la nôtre, il est inadmissible d'être obligé de vérifier l'origine de l'article afin de savoir ce que l'auteur veut dire exactement lorsqu'il emploie le terme « télémétrie »... **F2GD**

OM Connaissez-vous

Primouss

Nouvelle présentation élégante de votre
SAVON DE POCHE
en feuille, pour le sac ou le portefeuille et dans vos déplacements ayez toujours notre sachet

S'adresser pour tous renseignements et livraisons

Primouss

A LA SOCIÉTÉ PRODIA, DÉPARTEMENT PRIMOUSS

11, Place du Maréchal-Joffre, AMIENS - Somme

CIRCUITS D'ANTENNE POUR RÉCEPTEURS O C

par J. BASTIDE F 8 J D

Normalement l'antenne est simplement couplée directement au primaire du transformateur HF d'entrée du récepteur. Il est souvent utile, sinon indispensable, d'utiliser un dispositif spécial d'accord d'antenne. Nous donnons ci-après quelques réalisations.

ACCORD DU CIRCUIT D'ANTENNE

Un point important bien souvent négligé : le circuit oscillant d'entrée du récepteur doit toujours être accordé sur la fréquence incidente. Il n'y a aucune difficulté à cela lorsque les condensateurs d'accord sont indépendants.

Mais en général les récepteurs sont à accord à commande unique. Dans ce cas il est indispensable de monter un condensateur variable de faible valeur (25 pF) en parallèle sur le circuit d'accord d'entrée, ce condensateur d'appoint étant réglable par bouton séparé. L'alignement de la commande unique se fera avec ce condensateur d'appoint réglé à demi capacité.

Il en résulte une importante amélioration de la sensibilité, de la sélectivité et du rapport signal-sur-souffle. Le réglage exact de l'accord du circuit d'entrée doit apporter une forte augmentation du souffle, sinon l'étage d'entrée n'a pas un gain suffisant, et il ne faut pas hésiter à procéder à sa révision.

Cet accord du circuit d'entrée est d'autant plus précis que la fréquence est plus élevée. L'antenne provoque un amortissement sensible du circuit, mais néanmoins on constate que, sans être très précis, le réglage du condensateur d'appoint apporte une forte amélioration au rendement du récepteur.

PRIMAIRE ANTENNE A PRISES

Pour le primaire du transformateur HF d'entrée, au lieu d'utiliser un enroulement fixe, on adopte un bobinage avec prises. Avec le condensateur variable C (à rotor isolé) on accorde l'antenne sur la fréquence à recevoir, d'où amélioration sensible du rendement, principalement en sélectivité.

Figure 1 le montage à adopter. Le nombre de spires du primaire dépend de celui du secondaire ; en général on se limite à un total correspondant à la moitié des spires secondaires. Le nombre de prises est fonction du commutateur (3 à 4 plots). Le condensateur variable C sera du type midget, capacité de l'ordre de 100 pF.

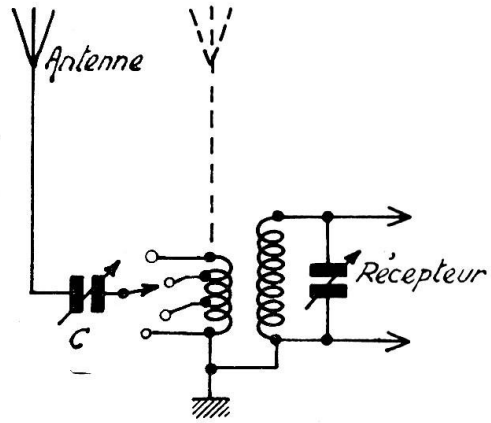


Figure 1

COUPLAGE VARIABLE D'ANTENNE

On monte dans un boitier métallique, séparé du récepteur, un bloc d'accord suivant figure 2.

Le montage s'applique à une antenne avec descente unifilaire. Avec un inverseur bipolaire S_1 on branche le condensateur variable d'accord C soit en série, soit en parallèle, sur la bobine L_1. La liaison au récepteur se fait par la bobine L_2 à couplage variable avec la bobine précédente. Un commutateur bipolaire à plusieurs directions S_2 permet de changer les bobines L_1 et L_2 suivant la gamme de fréquences désirée. Pour la clarté du schéma il n'est représenté qu'un seul jeu de bobines.

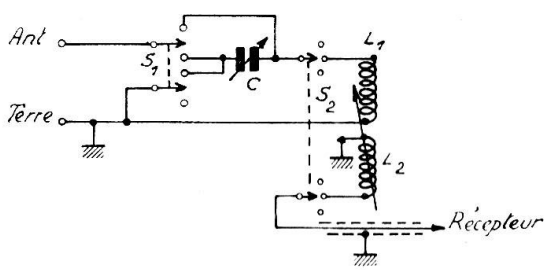


Figure 2

Pratiquement la bobine secondaire L_2 aura un nombre de spires égal à celui du primaire du transformateur HF d'entrée du récepteur.

ADAPTATEUR D'ANTENNE

Dans le cas d'une antenne avec feeder symétrique à deux fils, accordée sur une fréquence déterminée, l'adaptateur de la figure 3 permet d'améliorer la sensibilité et le rapport signal-sur-souffle du récepteur.

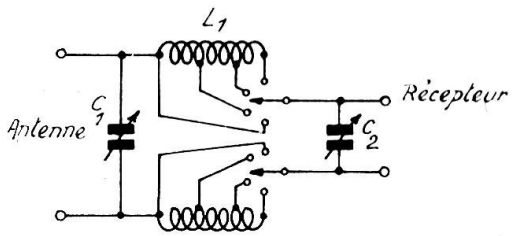


Figure 3

Deux bobines identiques L_1 et L_2 (à air ou à noyau magnétique), suffisamment écartées l'une de l'autre pour éviter tout couplage magnétique, (ou mieux perpendiculaires l'une à l'autre) forment avec les condensateurs variables d'accord C_1 et C_2 (à accord séparé) un filtre en π, connu en émission sous le nom de filtre Collins. Des prises sur les bobines permettent de prendre plus ou moins de spires, suivant la fréquence à recevoir, les caractéristiques de l'antenne et celles du feeder.

Le réglage se fait par essais successifs, et il n'a pas à être retouché pour des bandes d'une largeur de plusieurs mégahertz.

A titre indicatif, on peut constituer les bobines L_1 et L_2 à l'aide de mandrins diamètre 25 mm, sur lesquels on enroule une trentaine de spires en fil 6/10 de mm, isolement deux couches coton ou soie ou émaillé. Les spires sont espacées du diamètre du fil, avec prises à 0, 3, 7, 15, 20 et 30 spires.

Pour l'utilisation sur descente d'antenne en coaxial, on supprime simplement la bobine L_2 et les bornes inférieures sont mises à la terre (et à la masse du récepteur).

COUPLAGE D'ANTENNE PAR COMPENSATEUR

Ce dispositif permet l'adaptation à différentes impédances d'antennes.

Un compensateur, d'une capacité de 2 × 100 pF, est monté suivant la figure 4. Dans un compensateur, la capacité entre les deux stators reste constante. Seule varie (en sens inverse pour un stator par rapport à l'autre) la capacité entre chaque stator et le rotor. De ce fait il n'y a pas de variation d'accord sensible lorsque l'on manœuvre le rotor.

Nous avons ainsi un diviseur de tension HF à variation continue, plus pratique qu'une bobine avec des prises variables pour le branchement de l'antenne.

On adapte l'impédance d'entrée dans une large gamme, fonction de la position de la prise sur la bobine. Avec cette prise au point milieu de la bobine, on peut tabler sur une variation d'impédance de 25 à 600 ohms.

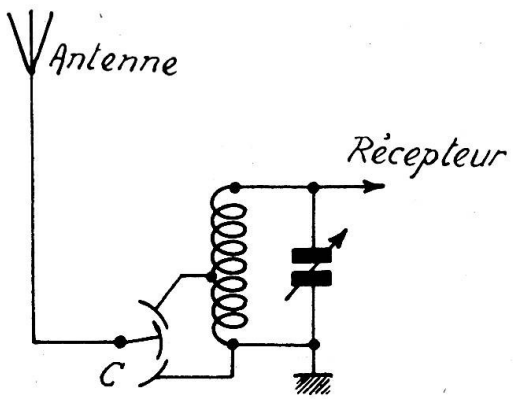


Figure 4

Si on ne possède pas de compensateur, on peut facilement en constituer un avec deux condensateurs variables jumelés en opposition, de telle sorte que le rotor de l'un soit au minimum lorsque celui de l'autre est au maximum. Ces condensateurs doivent être du type à variation linéaire de capacité (lames demi-circulaires).

CIRCUIT D'ACCORD AVEC ADAPTATION CAPACITIVE D'IMPEDANCE D'ANTENNE

Ce montage, composé de la bobine L et des deux condensateurs C_1 et C_2 peut être

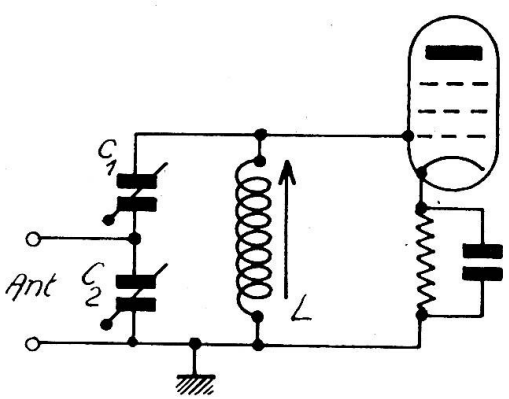


Figure 5

adopté dans certains cas, pour des gammes de fréquences relativement larges. Il est basé sur le même principe que le montage précédent, mais avec réglage fixe.

Le rapport C_1/C_2 sera d'autant plus important que l'impédance d'antenne sera plus élevée. Les deux condensateurs en série C_1 et C_2 forment un circuit diviseur de tension HF. Schéma figure 5.

L'impédance convenable est obtenue en accordant C_2 et la bobine par son noyau magnétique, de façon à obtenir non seulement la résonance, mais également la plus forte tension HF à l'entrée du récepteur (on vérifie cette dernière au S-mètre). De nombreuses combinaisons donnent la résonance, mais une seule est correcte avec un rapport C_1/C_2 pour la bonne adaptation d'impédance entre l'antenne et le circuit d'entrée de l'étage HF.

Le couplage avec l'antenne est très serré et de ce fait le circuit n'apporte aucune sélectivité. Il augmente seulement le gain. Il est largement amorti et on peut l'utiliser sans retouche sur une bande de fréquences assez large. On adopte une bobine à noyau magnétique pour parfaire l'accord sur le milieu de la bande de fréquence à recevoir.

Ce montage ne peut être utilisé qu'avec un feeder à ondes progressives. Un feeder à ondes stationnaires présente plusieurs résonances, et le réglage est très difficile dans ces conditions.

COUPLAGE PAR DEUX CIRCUITS ACCORDES

Reprenant l'ancienne méthode utilisée pour les récepteurs de radiodiffusion avec MF de 55 et 135 kHz, nous avons une application intéressante en OC pour la réception des fréquences comprises entre 3 et 10 MHz. Figure 6 le montage proposé.

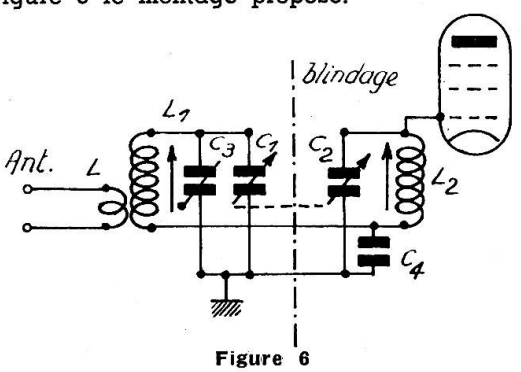


Figure 6

Les bobines L_1 et L_2 sont identiques et sont accordées par les condensateurs variables C_1 et C_2 montés sur le même axe. Ces deux circuits oscillants sont séparés par un blindage, afin de supprimer tout couplage inductif. Ce n'est autre qu'un filtre de bande.

Le couplage se fait à basse impédance, par le condensateur fixe C_4 (pratiquement 1000 pF mica). Le condensateur ajustable C_3 (3-30 pF) sur la bobine L_1, compense la capacité parasite due au circuit grille du tube HF.

Ce montage permet d'augmenter la sélectivité d'entrée, particulièrement dans le cas d'un récepteur ne comportant pas d'étage d'amplification HF. Il est souvent adopté aux USA pour des récepteurs simples fonctionnant sur la bande 3,5 MHz.

ANTENNE ANTIPARASITES COMPENSEE

Montage spécial qui peut rendre des services. On utilise deux antennes : une première A_1 placée à l'extérieur, bien dégagée et convenablement éloignée du réseau électrique. Une seconde A_2 placée dans le champ parasité et qui permettra d'injecter dans le circuit d'entrée du récepteur une tension HF en opposition avec celle donnée par la première antenne. Voir figure 7.

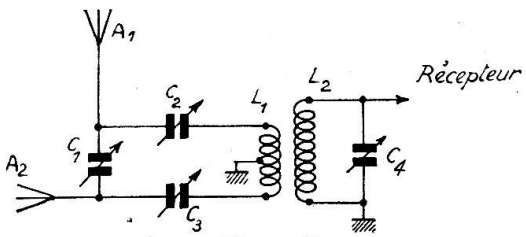


Figure 7

A l'aide des 3 condensateurs variables C_1, C_2 et C_3 on règle le degré d'injection des tensions captées par les deux antennes, et on arrive à compenser les parasites. Le réglage demande une certaine habitude, vite acquise.

La seconde antenne A_2 peut être constituée par un fil d'une dizaine de mètres de longueur, tendu parallèlement à la ligne du secteur électrique. Ou encore simplement par raccordement direct au réseau, avec interposition d'un condensateur à bon isolement mica de 2000 à 5000 pF.

La bobine primaire L_1 à prise médiane, comportera 4 à 6 spires, enroulées à couplage serré sur le secondaire L_2 et du côté de la masse. Le condensateur variable C_4 accorde la bobine L_2 sur la fréquence à recevoir.

Un autre montage sera adopté pour une antenne à feeder à ondes progressives (coaxial ou twin-lead). Schéma figure 8.

L'antenne normale A_1 est branchée à la bobine L_1. La seconde antenne A_2 identique à celle du paragraphe précédent (antiparasites), et captant les parasites, est reliée

au circuit d'accord d'entrée du récepteur par un condensateur variable C_1 (100 à 150 pF), en un point déterminé expérimentalement. Le condensateur ajustable C_2 (3-30 pF) permet de parfaire le réglage.

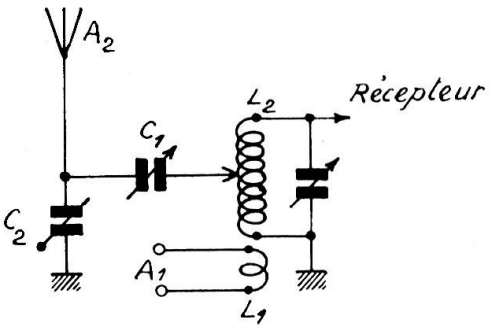


Figure 8

Comme dans le cas précédent, l'antenne A_2 captant les parasites ne doit pas être dégagée, sinon elle serait trop influencée par les signaux à recevoir. Sa longueur est de l'ordre de 5 à 15 mètres.

Il est bon également de pouvoir faire varier le couplage entre les deux bobines L_1 et L_2.

BLOCAGE PAR POLARISATION DU CIRCUIT D'ENTREE

Ce dispositif concerne les récepteurs placés à proximité de stations d'émission, et en particulier celui qui se trouve dans cette station (amateurs). Normalement, lorsque l'on met l'émetteur en marche, on coupe l'alimentation anodique du récepteur. Mais il peut arriver qu'à la suite d'une fausse manœuvre on oublie de couper cette alimentation ; le tube d'entrée du récepteur est alors soumis à une tension HF très élevée et peut être mis hors service.

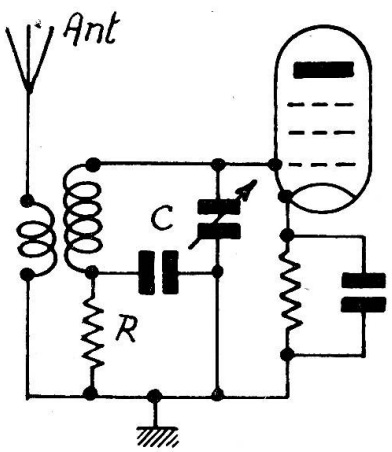


Figure 9

Le montage simple de la figure 9 supprime cet inconvénient. Lorsque l'émetteur est en marche, un courant HF redressé (par la grille du tube HF lui-même) et élevé, traversera la résistance R. Il produit une chute de tension importante, qui polarise négativement la grille et bloque l'amplification.

La valeur de la résistance R doit être prévue en conséquence, elle est de l'ordre de 0,1 MΩ. Le condensateur C assure la continuité du circuit oscillant d'accord (1000 pF environ).

Noter que même en coupant la tension anodique du récepteur, on n'évite nullement la saturation de la grille du tube HF. Le circuit de blocage ci-dessus est donc très utile dans tous les cas.

CIRCUITS BOUCHONS POUR RECEPTEURS DE RADIODIFFUSION

Ceci s'adresse particulièrement aux amateurs-émetteurs, dont les émissions brouillent parfois les récepteurs de radiodiffusion du voisinage (phénomène bien connu).

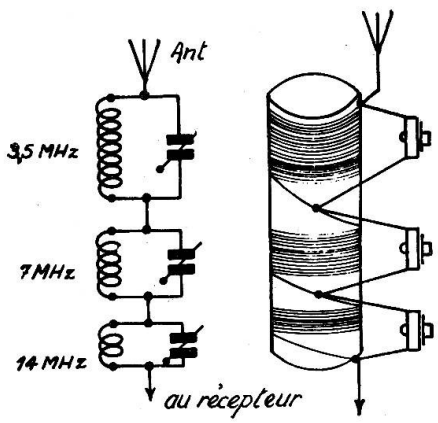


Figure 10

Un circuit bouchon, constitué comme indiqué figure 10, sera placé dans le châssis du récepteur perturbé, entre la borne antenne et le circuit d'accord d'entrée.

L'exemple montre trois circuits bouchons pour les bandes 3,5, 7 et 14 MHz. On peut, bien entendu, l'étendre aux autres bandes amateurs. Les condensateurs d'accord sont de petits ajustables à diélectrique mica (type trimmers) capacité 3-30 pF.

Les bobinages sont montés sur un même mandrin. Etant accordés sur des fréquences différentes, ils ne réagissent pas les uns sur les autres.

On règle les trois circuits avant leur mise en place dans le récepteur. Puis on les branche sous le châssis et on règle les condensateurs au minimum d'audition de l'onde émise par l'émetteur.

NOTE SUR LE BROUILLAGE DES RECEPTEURS DE RADIODIFFUSION

Il arrive que les circuits bouchons ci-dessus n'apportent aucune amélioration au brouillage. Les récepteurs de radiodiffusion (et parfois de trafic) captent l'émission voisine sur toutes les gammes, y compris les P.O. et les G.O. Il s'agit de récepteurs superhétérodynes.

Nous connaissons des cas de récepteurs BCL brouillés par des émissions sur 144 MHz, quoique l'émetteur soit d'un modèle de réalisation impeccable. Cet émetteur n'apportait d'ailleurs aucune gêne au récepteur de radiodiffusion familial fonctionnant dans le même appartement.

Qui plus est, et ceci donne l'explication, le brouillage persistait dans la position « pick-up ». L'émission 144 MHz couvrait l'audition des disques.

Ce phénomène était dû à une détection se produisant dans le premier étage d'amplification basse fréquence du récepteur. En général le remède est simple : découpler la grille du tube BF par un condensateur de faible valeur (100 à 200 pF) branché entre grille et masse (connexions courtes), et insérer entre grille BF et potentiomètre de réglage d'intensité une résistance de quelques dizaines de milliers d'ohms (type aggloméré 1/2 W).

Il fut un cas où ce filtre RC ne donna nulle amélioration. La connexion grille BF était en câble blindé, ce qui est courant. Le brouillage disparut en enlevant le blindage.

AMPÈREMÈTRE D'ANTENNE

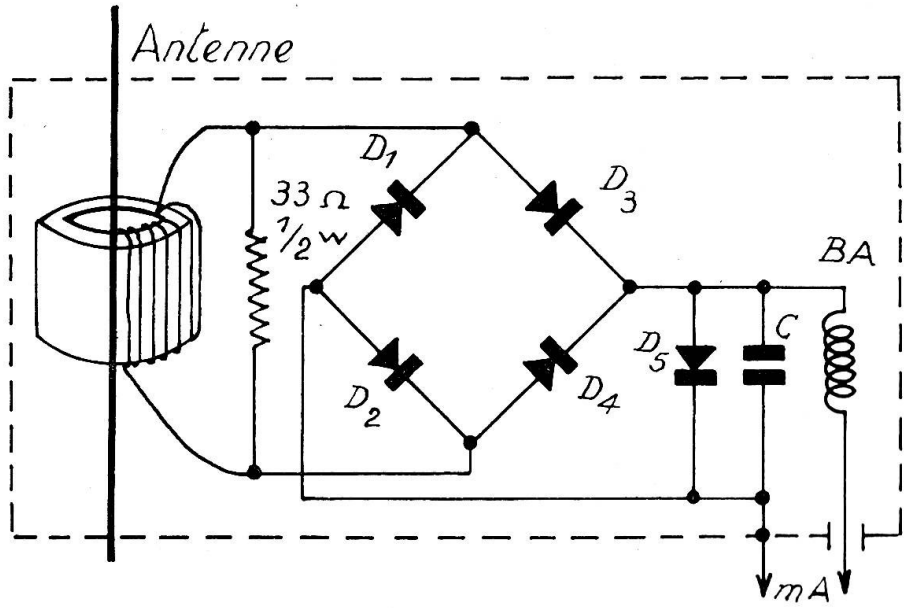
Voici un montage d'ampèremètre d'antenne utilisé dans certains émetteurs anglais.

Le schéma est celui de la figure ci-dessous Un transformateur HF dont le primaire est constitué par le fil d'antenne et le secondaire par 6 spires (environ) de fil 4/10 isolé deux couches soie. Le tore est en ferroxcube, dont les dimensions ne sont pas critiques ; on prendra diamètre extérieur 15 à 20 mm, hauteur 5 à 10 mm, trou de 5 à 10 mm.

1000 pF. La bobine d'arrêt aura 1 à 2,5 mH.

Le tout est enfermé dans un blindage en cuivre ou aluminium, avec deux trous pour le passage du fil d'antenne, qui sera isolé par un tube en isolant à faibles pertes HF.

Le milliampèremètre est placé en dehors du blindage (par exemple sur le panneau avant de l'émetteur). Il aura une sensibilité de 0,5 ou 1 mA. Cette sensibilité est fonction de la puissance de l'émetteur. On réglera sa



Le reste du schéma est sans commentaires. Les cinq redresseurs seront des cristal-dicdes 1N34 ou OA85. Le condensateur de filtrage C est au mica de préférence, capacité

déviation soit par une résistance série, soit en modifiant le nombre de spires du secondaire du tore.

F3KZ (Section 7)

678

L'AMPLIFICATEUR HAUTE FRÉQUENCE EN ONDES COURTES

par J. BASTIDE F8JD

Cette étude fait suite à trois articles déjà parus dans Radio-REF sous la signature de F8JD. Nous ne saurions trop conseiller à nos lecteurs de s'y reporter.

— Bases d'un récepteur de trafic OC. Février 1961 ;

— Bobinages HF pour récepteur OC. Novembre 1961 ;

— Circuits d'antenne pour récepteur OC. Décembre 1961.

Caractéristiques.

La sélectivité des circuits d'accord ondes courtes est très limitée. Pour obtenir une sélectivité suffisante, ou en d'autres termes, augmenter le rapport signal-sur-image, il faut utiliser plusieurs circuits d'accord sous forme d'un ou deux étages d'amplification haute fréquence. Il y a un intérêt primordial à amplifier le signal avant le convertisseur de fréquence, ce qui, par la même occasion, procure une meilleure pente de conversion.

Le nombre d'étages d'amplification HF dépend de la fréquence MF qui suit :

1° Avec une MF de 450 à 500 kHz un étage HF au moins est indispensable, surtout pour les fréquences de 14 MHz et supérieures, afin d'atténuer la fréquence image. Autrefois, avec les tubes à faible pente il était nécessaire d'avoir deux étages HF, mais la sélectivité image était encore insuffisante. Il fallait alors adopter trois étages HF mais le souffle devient prohibitif et la mise au point très délicate.

On peut insérer, en série dans l'antenne, un circuit oscillant accordé sur la fréquence image. C'est une complication importante, d'ailleurs impossible à appliquer sur un feeder symétrique à basse impédance ;

2° Il est préférable d'adopter un seul étage HF avec gain maximum, grâce aux nouveaux tubes penthodes à pente élevée et augmenter la fréquence MF. On éloigne ainsi l'accord de la fréquence image, d'où atténuation plus importante.

Dans ces conditions, avec une MF de 1 600 kHz, on obtient une bonne sélectivité et une excellente amplification.

Actuellement la technique s'est orientée vers le double changement de fréquence (et parfois triple), qui résoud de façon élégante le problème de sélectivité et sensibilité. Nous en reparlerons dans un autre article.

Il est d'autant plus difficile de réaliser un circuit d'accord à facteur de surtension Q élevé, (et par conséquent de bonne sélectivité) que la fréquence est plus élevée. Or il arrive que des circuits d'accord de qualité médiocre donnent une plus grande amplification que celle obtenue avec des circuits d'excellente qualité : celà provient d'une réaction insoupçonnée entre circuits grille et plaque d'un tube HF. Mais dans ce cas, le rapport S/B (rapport signal sur bruit) est inférieur à celui des circuits de bonne qualité.

Précisons que le circuit oscillant d'entrée doit être exactement accordé sur la fréquence du signal à recevoir. C'est souvent impossible à réaliser avec l'accord unique. Aussi prévoit-on un condensateur variable (d'appoint) de faible valeur (25 pF par exemple) monté en parallèle sur le circuit d'accord d'antenne et réglable par cadran (ou bouton) séparé. On fait l'alignement de façon qu'au milieu de la bande, ce condensateur d'appoint soit réglé à demi valeur. Nous recommandons vivement l'adoption de ce condensateur.

De toutes façons, on doit toujours utiliser des bobinages à cœfficient de surtension Q le plus élevé possible. Si l'amplificateur a tendance à auto-osciller, ne pas toucher aux bobinages, mais agir uniquement sur la pente du ou des tubes HF. Noter que les auto-oscillations apparaissent parfois quand la capacité d'accord est trop faible ; il est facile de remédier à cet inconvénient en réduisant le nombre de spires des bobinages.

Amplificateur H.F. avec penthode courante.

A quelques variantes de détail près, le schéma classique est celui de la figure 1. Les circuits grille et plaque étant accordés sur la même fréquence on utilisera un tube penthode afin de 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 les tubes à forte pente.

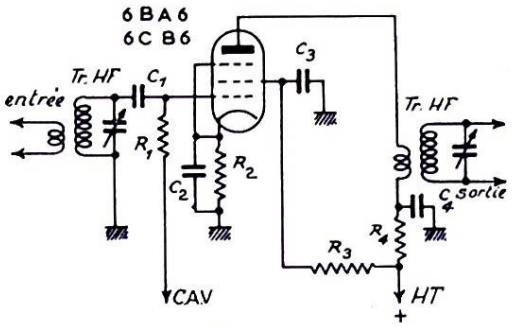


Figure 1

C1 = 100 pF mica
C2 = C3 = C4 = 0,01 µF mica
R1 = 0,5 MΩ 1/2 W
R2 = 300 Ω 1 W
R3 = 0,1 MΩ 1 W
R4 = 1000 Ω 1/2 W

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

Avec tube à pente variable, on peut faire 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 précitée de préférence à celui utilisé de façon classique en moyenne fréquence. La constante de temps doit être plus faible en HF. Néanmoins, il est préférable de ne pas appliquer l'antifading sur les étages HF.

La résistance R4 de 1 000 à 2 000 ohms a pour but de découpler le circuit plaque. D'une façon générale, les condensateurs de découplage devront avoir une faible réactance pour les HF considérées ; celà correspond à un maximum de 10 000 pF et on peut, en OC descendre à 5 000 pF (et même moins). Prendre des condensateurs isolement mica, ou mieux du type céramique. Ces condensateurs seront soudés directement aux bornes des circuits à découpler, avec de très courtes connexions.

Dans deux précédents articles, intitulés « Bobines HF » et « Circuis d'antenne », nous avons traité l'importante question des bobinages HF. Nous n'y reviendrons pas ici. (Voir Radio-REF novembre 1961 et décembre 1961).

Une variante de l'étage HF est donnée figure 2. Les circuits grille et cathode sont inchangés. Mais le circuit plaque est apériodique ; il comporte une résistance R4 de 2 000 à 5 000 ohms, en série avec une bobine d'arrêt BA de 2,5 mH, du type normalisé ondes courtes.

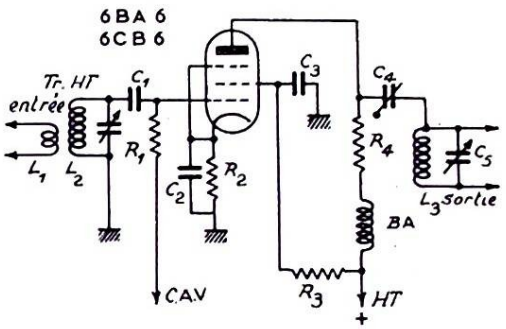


Figure 2

C1 = 100 pF mica
C2 = C3 = 0,01 µF mica
C4 = (voir texte)
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH
R1 = 0,5 à 1 MΩ 1/2 W
R2 = 300 Ω 1 W
R3 = 0,1 MΩ 1 W
R4 = 2000 à 5000 Ω 1/2 W

Le couplage au circuit accordé L3 C5 de grille de l'étage suivant se fait par un petit condensateur ajustable C4 (capacité 3-30 pF), à excellent isolement HF (stéatite). Ce montage a l'avantage de supprimer le contacteur du circuit plaque dans le cas des bobines commutées, mais il est peu recommandé aux fréquences élevées.

Etage H.F. tube 6K7.

Le schéma de la figure 3 est celui adopté particulièrement dans les récepteurs à amplification directe, comportant un étage HF devant un tube détecteur grille à réaction. Schéma très classique. Le montage est identique avec les tubes plus modernes (ou plus anciens).

Soulignons que les récepteurs à amplification directe, dont le type de base est désigné sous l'appellation 1-V-1 (traduction : 1 HF + 1 détectrice ou valve + 1 BF) furent longtemps utilisés par de nombreux amateurs et avec grand succès. Leur sensibilité est très grande, aussi bonne que celle des récepteurs classiques à changement de

fréquence, mais ils pèchent par une sélectivité très médiocre. C'est surtout ce défaut (primordial), qui les a fait abandonner au profit des superhétérodynes.

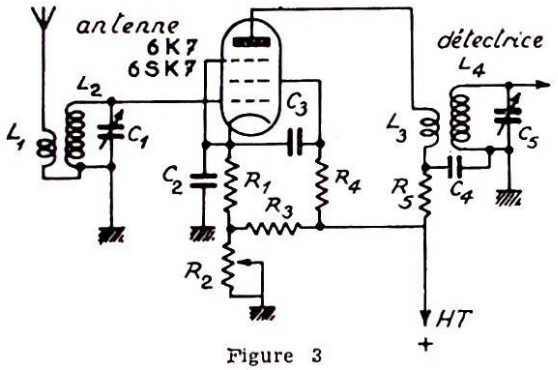


Figure 3

C1 = C5 = 100 pF variable
C2 = C3 = C4 = 0,01 µF mica
R1 = 250 Ω 1/2 W
R2 = potentiomètre 10 000 Ω bobiné
R3 = 0,1 MΩ 2 W
R4 = 56 000 Ω 1 W
R5 = 2 200 Ω 1/2 W

Une résistance variable (commandée par bouton) permet de faire varier la polarisation du tube, donc sa pente, autrement dit son amplification. Réglage très souple, couramment adopté dans les étages HF et MF des superhétérodynes.

Penthodes H.F. à pente élevée.

La technique actuelle permet de construire des tubes penthodes HF à forte pente. Leur utilisation est très intéressante, mais demande des précautions particulières :

— Découplages très soignés des différents circuits et blindages efficaces ;

— La connexion de cathode doit être raccourcie au maximum. Lorsque le tube possède deux brches cathodes, l'une sert au retour du circuit de grille, l'autre à celui de plaque ;

— La pente du tube est commandée par la polarisation de la grille d'entrée. Quand on contrôle cette pente, les variations de la polarisation provoquent des variations de la capacité dynamique d'entrée du tube, d'où déréglage du circuit d'accord grille. On compense cet effet en insérant une résistance fixe non inductive de 40 à 50 ohms, entre la cathode et la résistance shuntée de polarisation cathode ; celà produit toutefois une réduction de la pente et de la résistance d'entrée.

Un autre procédé consiste à insérer une résistance fixe (et non inductive) de 50 à 100 ohms, 1/4 de watt, entre le circuit d'accord d'entrée et la grille de contrôle du tube.

Etage H.F. avec tube EF42.

La pente de ce tube est très élevée, 9,5 mA/V. Son rendement est excellent en réception ondes courtes. Mais du fait de cette pente élevée, l'étage HF a tendance à autooscciller. Pour atténuer cet inconvénient, on place une résistance de 25 ohms (1/4 de watt), en série sur la connexion reliant le circuit d'accord à la grille. Cette résistance doit être non inductive, donc en agglomérée. Voir schéma figure 4.

Un potentiomètre R6 (monté en résistance variable), est inséré dans le circuit cathode du tube. Une résistance fixe R2 définit la résistance cathodique minimum du tube. En faisant varier par le potentiomètre précité la valeur de la résistance cathodique, on dose l'amplification de l'étage HF, si celui-ci a tendance à accrocher. Ne pas oublier toutefois qu'en augmentant la résistance cathodique, on diminue la pente du tube. Donc il y a avantage à fonctionner avec la valeur minimum possible de cette résistance, et rechercher par ailleurs les causes d'accrochage.

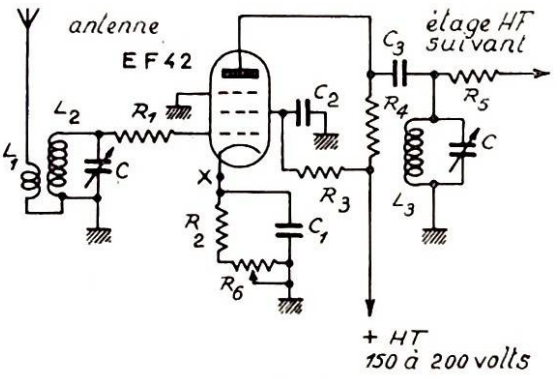


Figure 4

C1 = C2 = 0,01 µF mica
C3 = 50 pF mica
R1 = R5 = 25 à 50 Ω 1/2 W
R2 = 150 Ω 1/2 W
R3 = 25 000 Ω 1 W
R4 = 5 000 Ω 1/W
R6 = potentiomètre 5 000 Ω bobiné

De plus, la variation de la polarisation influe sur la capacité d'entrée du tube (effet Miller). On pallie cet inconvénient, qui provoque un désaccord du circuit d'entrée, en prévoyant une légère contre-réaction, obtenue en ne découplant qu'une partie de la résistance « talon » R2 de cathode. On placera pour cela, entre la cathode et la résistance R2 (en X sur le schéma), une petite résistance carbone de 25 à 50 ohms, non shuntée par le condensateur C1. On augmente ainsi l'impédance d'entrée du tube donc le rapport signal-sur-bruit S/B.

Etage H.F. avec tube 6CB6.

Autre penthode à gain élevé. Figure 5 le schéma de montage de ce tube en amplificateur HF. La résistance de cathode n'est pas découplée à la masse.

La disposition du circuit grille est particulièrement recommandée pour les ondes courtes, lorsque l'on veut faire agir l'antifading sur l'étage HF. Le circuit d'accord est indépendant du CAV et le bas de la bobine est directement relié à la masse.

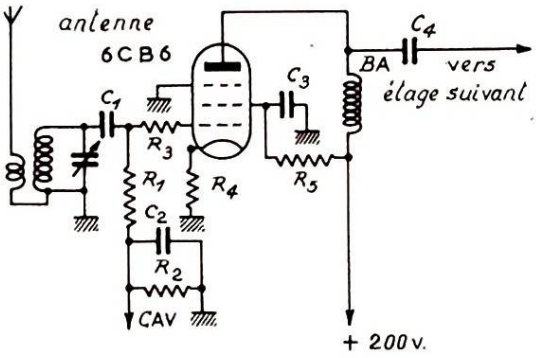


Figure 5

C1 = C4 = 100 pF mica
C2 = C3 = 5 000 pF mica
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH
R1 = 0,1 MΩ 1/2 W
R2 = 1 MΩ 1/2 W
R3 = 47 Ω 1/2 W
R4 = 47 Ω 1 W
R5 = 22 000 Ω 1 W

Un autre avantage de cette polarisation grille est le suivant. Dans une station d'émission, si l'émetteur fonctionne sur la même fréquence que celle de l'accord du récepteur, des tensions HF élevées apparaissent aux bornes du circuit d'entrée. Même si la tension anodique est coupée, un courant grille important prend naissance, qui peut détruire rapidement le tube d'entrée. Le montage ci-dessus permet d'éviter cet inconvénient, car la chute de tension dans la résistance grille polarise automatiquement le tube.

Préamplificateur H.F. avec tube de couplage.

Figure 6 schéma montrant l'utilisation d'un tube de couplage à cathode follower (couplage cathodique à basse impédance) entre l'étage HF et la suite du récepteur. Ce montage s'applique particulièrement à un préamplificateur HF placé devant un récepteur dont on veut améliorer la sensibilité.

Les valeurs s'appliquent à un tube penthode 6BX6 (EF80), suivi d'un tube triode 6C4. La bobine d'arrêt BA, placée dans le circuit plaque penthode, est fonction de la gamme de fréquence à recevoir. Pour les fréquences de 3 à 100 MHz, le type classique 2,5 mH convient. Toutefois, si cette bobine d'arrêt présente des résonances secondaires, il y aura production d'oscillations HF pour ces points de résonance.

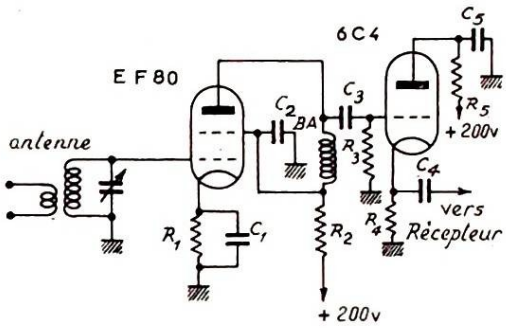


Figure 6

C1 = C2 = C5 = 0,01 µF mica
C3 = 50 pF mica
C4 = 100 pF mica
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH
R1 = 200 Ω 1/2 W
R2 = 10 000 Ω 1 W
R3 = 1 MΩ 1/2 W
R4 = voir texte
R5 = 0,1 MΩ 1 W

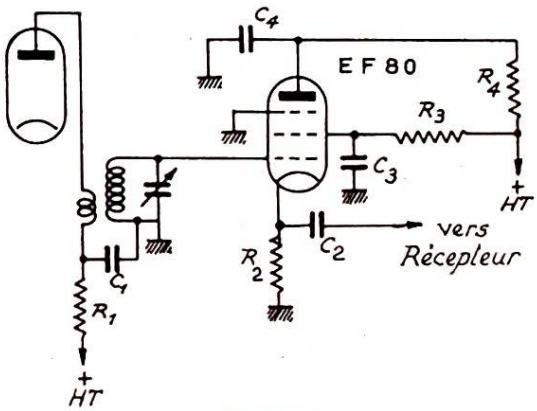


Figure 7

C1 = C3 = C4 = 5 000 pF mica
C2 = 1 000 pF mica
R1 = 1 000 Ω 1/2 W
R2 = voir texte
R3 = 12 000 Ω 1 W
R4 = 2 400 Ω 1 W

Le couplage au récepteur se fait par tube triode monté en cathode follower (type 6C4 par exemple). Ce tube n'amplifie pas, il sert d'une part d'écran entre le préamplificateur HF et le récepteur, et d'autre part d'adaptateur d'impédance suivant les caractéristiques du circuit d'entrée du récepteur.

Contrairement à ce que l'on a tendance d'admettre en général, la valeur de la résistance de cathode R4 ne dépend pas du mode de liaison entre le préamplificateur et le récepteur : câble coaxial, câble torsadé ou ruban « twin-lead ». On doit prendre pour R4 la résistance correspondant à la polarisation normale, soit 500 à 1 000 ohms.

En général on utilise pour cette liaison du câble coaxial 75 ohms. C'est l'extrémité du coaxial côté récepteur qui doit être fermée sur une impédance caractéristique de 75 ohms, et le circuit « antenne » du récepteur doit être prévu en conséquence.

Un autre mode de couplage par cathode follower, avec tube penthode, est celui de la figure 7. En circuit d'entrée, nous avons représenté en amont un étage d'amplification HF. Les valeurs données correspondent à un tube EF80 (tension plaque maximum 180 volts).

Même remarque que ci-dessus pour la résistance de cathode R2.

Etage H.F. neutrodyné.

Nous avons déjà dit que lorsque l'antenne ne chargeait pas suffisamment le circuit d'entrée d'un étage HF les tubes penthodes avaient tendance à entrer en oscillation.

Rappelons en particulier que ce phénomène se produit aussi lorsque la capacité d'accord est trop faible. Dans ce cas le remède est facile : il suffit de réduire le nombre de spires de la bobine d'accord.

Si l'auto-oscillation persiste, une solution consiste à neutrodyner cet étage. Mais ce neutrodynage doit être retouché lorsque l'on change de bobinage, ce qui est un inconvénient.

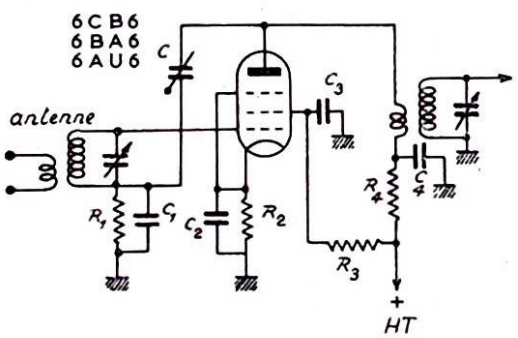


Figure 8

C = voir texte
C1 = 1 000 pF mica
C2 = C3 = C4 = 5 000 pF mica
R1 = 10 000 Ω 1/2 W
R2 = 180 Ω 1/2 W
R3 = 47 000 Ω 1 W
R4 = 1 000 Ω 1/2 W

Figure 8 schéma d'un amplificateur HF neutrodyné. Le condensateur de neutrodynage C est du type tubulaire 0,5 à 7 pF isolement stéatite. Le réglage se fait de la façon suivante : on cherche par essais la valeur de C pour laquelle la manœuvre du condensateur de sortie C5 n'influe plus sur l'accord du condensateur d'entrée. Les valeurs du montage sont données pour tubes 6AU6, 6BA6 ou 6CB6.

Amplificateur H.F. à réaction.

La réaction dans l'étage HF permet d'accroître à la fois l'amplification et la sélectivité. Mais il ne faut pas la pousser trop loin, car on augmente alors dangereusement le souffle. Il y a certaines précautions à prendre, que nous allons exposer en détail.

L'impédance d'entrée d'un tube décroit lorsque la fréquence augmente. Elle peut atteindre des valeurs très réduites pour des fréquences supérieures à 25 et 30 MHz. Cette impédance est en parallèle sur le circuit d'accord 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 et 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'étage 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.

On n'utilisera la réaction que pour les fréquences supérieures à 10 MHz ; elle est inutile aux fréquences inférieures. Elle améliore la sélectivité et réduit la fréquence image, cette dernière très gênante dès que l'on atteint 14 MHz et au-dessus (cela pour une MF de 450 kHz et au-dessous).

Grosso-modo, on peut dire que le rendement d'un étage HF à réaction correctement réglé équivaut à celui de deux étages HF non réactif. Mais le rapport signal-sur-bruit S/B est nettement moins bon.

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 complique pas sérieusement le réglage pour un opérateur entrainé et permettra d'obtenir le rendement maximum du montage.

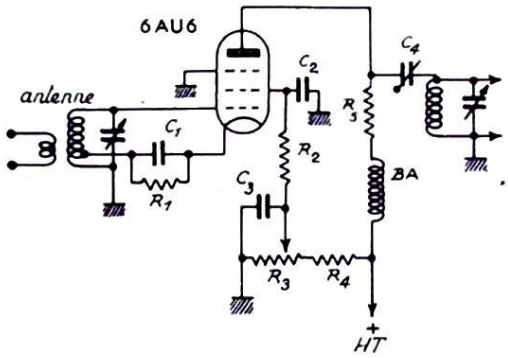


Figure 9

C1 = 1 000 pF mica
C2 = 5 000 pF mica
C3 = 0,5 µF papier
C4 = ajustable 3/30 pF
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH
R1 = 500 Ω 1/2 W
R2 = 10 000 Ω 1/2 W
R3 = potentiomètre 50 000 Ω graphite
R4 = 50 000 Ω 1 W
R5 = 5 000 Ω 1/2 W

La figure 9 représente un étage d'amplification HF à réaction obtenue par couplage électronique. La résistance R1 de 500 ohms est la résistance cathodique de polarisation, elle est shuntée par le condensateur C1 de 1 000 pF pour le passage du courant HF. Il n'est pas prévu d'antifading. La réaction est contrôlée par variation de la tension écran à l'aide du potentiomètre R3. La résistance R2 limite la tension d'écran lorsque le potentiomètre est au maximum de tension. Le circuit plaque est apériodique, mais on peut sans modifier le reste du montage, adopter le couplage par transformateur comme pour la figure 1. Le tube est du type penthode à pente variable, de préférence à faible souffle.

Certains auteurs préconisent un tube penthode à pente fixe, qui procure une meilleure amplification HF. Le montage est identique, seule la valeur de la résistance cathodique R1 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 HF destinés à être placés avant un superhétérodyne ne comportant pas d'amplification HF. Ces présélecteurs, avec ou sans réaction, ont un circuit plaque apériodique comme ceux des figures 2 et 9, et le couplage avec le récepteur se fait par condensateur ajustable et câble coaxial blindé. Les schémas précités correspondent exactement au montage, dans lequel le circuit de plaque est le circuit d'entrée du superhétérodyne. Ce mode de couplage donne de bons résultats pour les fréquences inférieures à 10 MHz, 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 10 utilisant des tubes penthodes types 1851 et 1852, spécialement conçus pour l'amplification HF en OC. Le montage s'applique également aux tubes plus modernes, type télévision, mis récemment sur le marché. On peut d'ailleurs utiliser des penthodes courantes, sous réserve de quelques modifications ; le rendement sera plus faible, mais cependant bien supérieur à celui obtenu avec le circuit plaque apériodique.

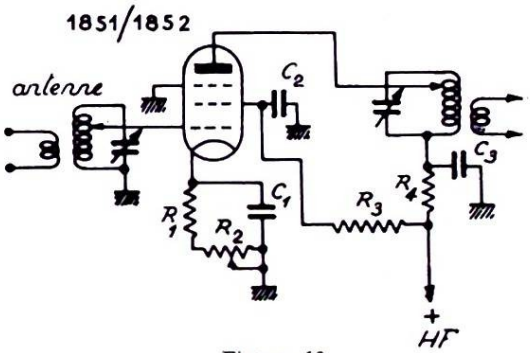


Figure 10

C1 = C2 = C3 = 0,01 µF
R1 = 200 Ω 1/2 W
R2 = potentiomètre 5 000 Ω bobiné
R3 = 50 000 Ω 1 W
R4 = 1 000 1/2 W

Ce qui va suivre sur les tubes 1851 et 1852 (toujours d'actualité) donnera des indications utiles pour leur utilisation dans un amplificateur sans réaction.

Le montage de la figure 10 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 R2 de 5 000 ohms, placée en série avec la résistance fixe « talon » R1 de 200 ohms, celle-ci fixant la polarisation

minimum du tube. Découpler la cathode par deux condensateurs en parallèle, l'un de 0,01 µF céramique, l'autre de 1 000 pF mica ou céramique. La bobine L2 sera fortement couplée à la bobine d'antenne L1, ce qui réduira la tendance à l'accrochage.

Les tubes 1851 et 1852 présentent une faible impédance d'entrée, particulièrement aux fréquences supérieures à 25 MHz. Pour réduire l'amortissement du circuit d'accord d'entrée, la grille est reliée non pas à l'extrémité de la bobine L2 mais à une prise intermédiaire, approximativement au point milieu. Cela réduit de près de 3/4 la charge de grille, sans diminuer sensiblement la tension HF d'entrée, grâce au cœfficient de surtension élevé obtenu avec ce 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 cette prise.

De même la plaque sera reliée à une prise faite sur la bobine du circuit accordé correspondant. En principe cette prise est faite près du côté + HT ; elle est rendue nécessaire en raison de la pente élevée des tubes considérés. On règle la prise de façon à avoir l'accrochage à moitié valeur environ de la résistance variable R2 de cathode.

L'adoption de telles prises réduit au minimum les capacités parasites placées en parallèle sur ces bobines (capacité des tubes) ; et on obtient une gamme d'accord plus étendue avec des condensateurs variables de capacité donnée.

Les bobines grille et plaque seront rigoureusement identiques entre elles, afin de pouvoir maintenir l'alignement sur tout le cadran des deux condensateurs variables 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. Ou encore on adoptera un petit condensateur variable d'appoint d'antenne comme indiqué au début de cet article.

Pour la constitution de ces bobines voir l'article sur « Les bobinages HF » (Radio-REF novembre 1961).

Réaction par tube séparé sur étage H.F.

Ce genre de réaction par tube séparé était surtout utilisé avant guerre. Nous l'indiquons car il présente un certain intérêt pour améliorer des récepteurs équipés avec d'anciens tubes. Noter que ce principe s'applique aussi bien à l'étage changeur de fréquence.

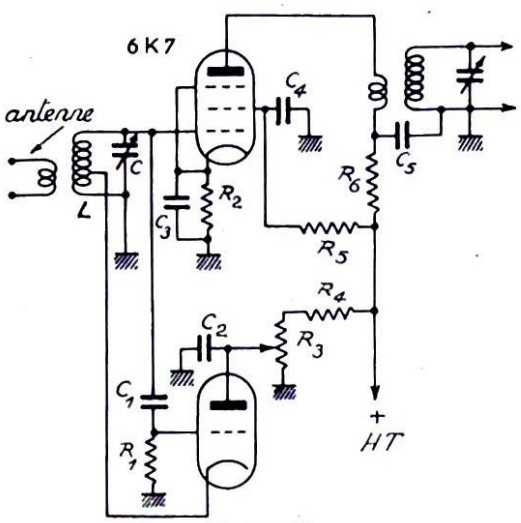


Figure 11

C1 = 25 pF mica
C2 = 1 000 pF mica
C3 = C4 = C5 = 10 000 pF mica
R1 = 1 MΩ 1/2 W
R2 = 5 000 Ω 1 W
R3 = potentiomètre 50 000 Ω
R4 = 50 000 Ω 1 W
R5 = 0,1 MΩ 1 W
R6 = 1 000 Ω 1/2 W

Figure 11, montage d'un étage HF (tube penthode 58, 78, 6D6, 6K7, etc.) auquel on adjoint un tube triode en oscillateur ECO. Le circuit d'accord d'entrée est utilisé comme circuit oscillant du tube de réaction (avec prise à environ 1/4 de l'enroulement depuis la masse). Un potentiomètre R3 dose la tension plaque du tube triode, qui ne devra jamais fonctionner en accroché. On règle ce potentiomètre de façon à se rapprocher de la limite d'accrochage. Ne pas pousser au-delà, car l'antenne rayonnerait et provoquerait des perturbations aux récepteurs voisins.

Le circuit d'accord LC se trouve ainsi désamorti et le réglage devient très pointu. Dans le cas de la commande unique, il faut ajouter un petit condensateur variable d'appoint, en parallèle avec C, de façon à accorder exactement ce circuit LC. C'est un inconvénient du montage, inconvénient mineur toutefois, car la sensibilité et la sélectivité sont accrues très fortement.

Le tube triode peut être remplacé par un tube penthode monté en triode.

Amplificateurs H.F. avec tubes triodes.

Ces amplificateurs ne sont justifiés qu'en VHF c'est-à-dire pour les ondes métriques et décimètriques, fréquences pour lesquelles il est impossible d'avoir des circuits oscillants de forte impédance.

Pour les fréquences inférieures à 30 MHz, les penthodes type HF donnent un meilleur rapport signal-sur-souffle. Le souffle vient en majeure partie des circuits oscillants et non des tubes, au fur et à mesure que la fréquence diminue.

De même pour les tubes triodes en mélangeurs : ils sont inutilisables au-dessous de 30 MHz, pour attaquer directement un transformateur MF sur 455 à 1 600 kHz, car leur très faible résistance dynamique amortit de façon inadmissible le primaire de ce transformateur.

Tout cela s'entend pour les montages classiques en amplificateurs HF. Nous allons donner quelques applications des tubes triodes avec montages spéciaux, pour la réception des fréquences inférieures à 30 MHz.

1° Amplificateur HF à couplage cathodique. — A ne pas confondre avec l'amplificateur « cascode », ce dernier étant particulièrement réservé aux VHF et UHF. Le schéma est donné figure 12.

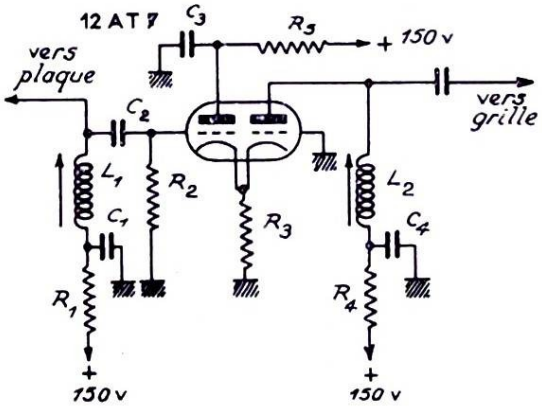


Figure 12

C1 = C3 = C4 = 0,01 µF céramique
C2 = 33 ou 47 pF mica
R1 = R4 = R5 = 3 300 Ω 1/2 W
R2 = 2,7 MΩ 1/2 W
R3 = 100 Ω (tube 12AT7)
390 Ω (tube 6F8G)

Nous avons pris l'exemple d'un montage à bobines semi-apériodiques, ces bobines étant accordées par les seules capacités résiduelles et réglées par noyaux plongeurs magnétiques. De ce fait, la sélectivité est réduite, mais on supprime le problème de l'alignement d'accord par condensateurs variables.

Si l'on désire avoir une sélectivité plus poussée, on adoptera des circuits d'accord classiques, suivant figure 13.

L'avantage de ces montages est la réduction du souffle. Pour la figure 12, les valeurs des éléments correspondent à un tube double-triode 12AT7. Pour tube 6F8G la résistance cathodique R3 aura une valeur de 390 ohms. Un tube 6SN7 n'a guère d'intérêt pour les fréquences qui nous occupent.

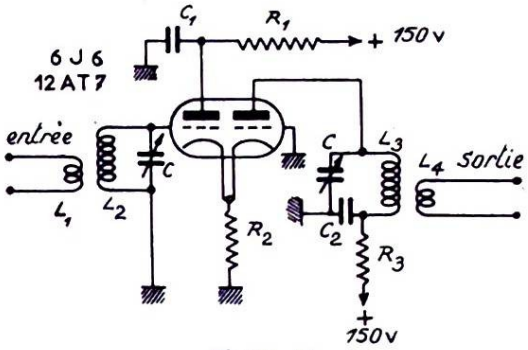


Figure 13

C1 = C2 = 2 000 à 5 000 pF mica
R1 = R3 = 1 500 Ω 1/2 W
R2 = 470 Ω 1/2 W

La figure 13 donne les valeurs pour tube 6J6 (cathode unique). Mais il n'y a aucune difficulté à adopter un tube 12AT7.

Deux étages identiques peuvent être montés en série. Application particulièrement commode pour un adaptateur.

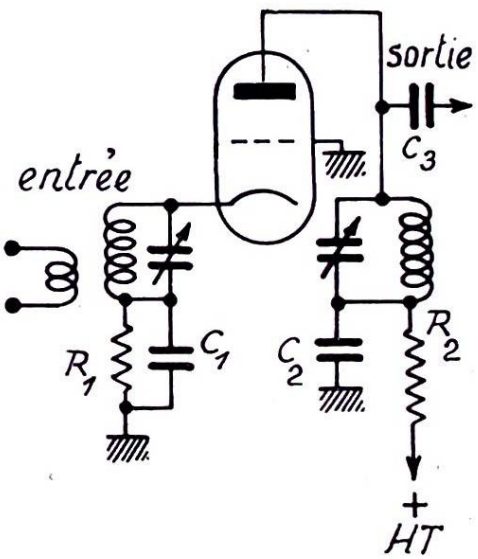


Figure 14

C1 = C2 = 2 000 à 5 000 pF mica
C3 = 100 pF mica
R1 = suivant tube
(polarisation cathodique)
R2 = 1 000 Ω 1/2 W

2° Amplificateur HF triode à grille à la masse. — Comme nous l'avons vu les triodes ont l'avantage de présenter une tension équivalente de souffle 3 à 5 fois inférieure à celle des tubes penthodes. Mais ils ont

l'inconvénient d'entrer en oscillation s'ils ne sont pas neutrodynés, ce qui est souvent pratiquement impossible à réaliser.

Le montage avec grille à la masse supprime cet inconvénient. Schéma figure 14. L'entrée du signal se fait par la cathode, et la grille agit comme écran entre les circuits d'entrée et de sortie.

L'amplification est toutefois inférieure à celle donnée par le montage classique d'attaque par la grille. Cela est dû à un effet de contre-réaction inhérent au montage : le signal augmente le potentiel négatif de la cathode ; la grille étant à la masse (potentiel fixe), devient plus positive par rapport à la cathode, d'où augmentation du courant plaque. Il en résulte un accroissement du courant cathodique, et la chute de tension ainsi produite est en opposition de phase avec la tension du signal, d'où réduction de l'amplification.

Ce fonctionnement est intéressant dans le cas d'un milliampèremètre placé dans le circuit plaque. Il déviera positivement suivant la puissance du signal reçu.

L'impédance d'entrée est faible, ce qui permet une adaptation facile avec le feeder d'antenne. Il s'en suit une bande passante large, avantage ou inconvénient suivant l'utilisation du montage.

Amplificateurs H.F. cascode.

L'amplificateur HF cascode a été réalisé pendant la guerre pour les récepteurs de radar, où il est obligatoire de réduire au maximum le bruit de fond (ou souffle).

Son application n'a d'intérêt que pour les fréquences supérieures à 30 MHz. Comme nous l'avons vu, le souffle provient de trois causes prépondérantes : l'antenne, les circuits d'accord et les tubes. Or, en VHF et UHF (radar par exemple), les circuits oscillants présentent de très faibles impédances dynamiques (de l'ordre tout au plus d'un millier d'ohms) ; le souffle produit est donc très important. Dans ces conditions il est nécessaire d'avoir des tubes ayant une résistance équivalante au souffle (Req) aussi faible que possible ; c'est-à-dire des tubes triodes.

Mais pour les fréquences inférieures à 30 MHz, les circuits oscillants d'accord atteignent des impédances dynamiques importantes, de plusieurs dizaines de milliers d'ohms. Avec des circuits d'accord de bonne qualité (chose obligatoire), la différence de Req entre un tube penthode (par exemple EF80 = 1 500 ohms) et un montage cascode (avec Req = 500 ohms) est insignifiante devant l'impédance dynamique d'un circuit oscillant, qui peut facilement atteindre 20 000 ohms pour une fréquence de 14 MHz.

Autre inconvénient : avec un montage cascode, il est difficile de couvrir de larges bandes de fréquence, en raison du neutrodynage obligatoire du tube d'entrée. Ce neutrodynage est valable au maximum pour des différences de ± 15 à 20 % de la fréquence centrale. Il s'en suit qu'avec un récepteur OC devant couvrir 3 à 30 MHz, il ne saurait être question de commuter le dispositif de neutrodynage.

Avec un montage cascode de fonctionnement correct, le neutrodynage est obligatoire, sinon l'étage accroche. On peut donc en conclure qu'un cascode sans ce neutrodynage fonctionne mal.

Autre point important dans notre comparaison. Dans le cascode on a un amortissement important des circuits oscillants, dû à la très faible résistance interne des triodes. Le circuit de sortie aura une impédance de l'ordre de 5 000 ohms, pour une fréquence de 14 MHz par exemple ; d'où écrasement du gain de l'étage et de la sélectivité du circuit oscillant qui suit. Et l'affaiblissement de l'image devient insignifiant, chose grave pour un récepteur ondes courtes.

En résumé, le montage cascode est excellent pour les fréquences supérieures à 30 MHz. Mais pour les fréquences inférieures il ne donnera jamais le rendement d'un tube penthode convenablement adapté.

Ce qui précède devrait nous inciter à ne pas donner de schémas pour amplificateur cascode en OC. Néanmoins, nous indiquerons deux montages pour permettre de faire des essais comparatifs avec des étages correctement équipés en tubes penthodes. Cela toutefois pour des fréquences qui ne devront pas être inférieures à 14 MHz.

Le cascode comporte un amplificateur triode normal (et neutrodyné), couplé à un second amplificateur triode avec grille à la masse. Les deux triodes sont montées en série. Pratiquement on utilise un tube double-triode, dont certains types ont été créés spécialement pour cet usage, 6BQ7 par exemple. On peut adopter aussi le tube 12AT7 (ECC81). Les types 7F8, 6SN7, ECC40, donnent des résultats médiocres.

Un premier montage est donné figure 15. Les valeurs correspondent à un tube 12AT7 (ECC81). Avec tube 2C51 on a pour R = 470 Ω et R = 560 Ω. Ce cascode est en principe destiné à être monté avant un étage penthode HF comme préamplificateur, en vue de réduire le souffle d'entrée.

Un second montage, qui est un cascode modifié, est celui de la figure 16. Liaison directe de la plaque première triode avec la cathode de la seconde triode (cette liaison

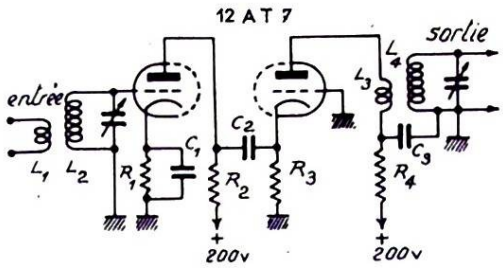


Figure 15

C1 = C3 = 2 000 à 5 000 pF mica
C2 = 1 000 pF mica
R1 = R3 = 470 Ω 1/2 W
R2 = 10 000 Ω 1 W
R4 = 1 000 Ω 1/2 W

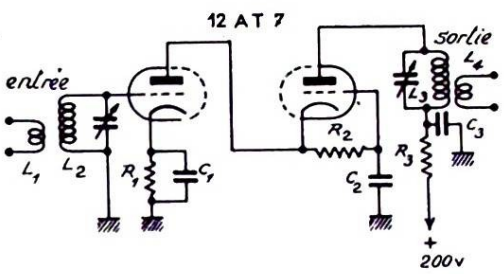


Figure 16

C1 = C3 = 5 000 pF mica
C2 = 1 000 pF mica
R1 = 300 Ω 1/2 W
R2 = 0,5 MΩ 1/2 W
R3 = 1 000 Ω 1/2 W

est à basse impédance). Couplage serré de la bobine d'antenne avec interposition d'un blindage entre les bobines L2 et L3, afin de réduire au minimum le couplage capacitif.

Des bobines d'arrêt sur les connexions filament sont indispensables pour les fréquences élevées, 100 MHz et au-dessus.

Séparer par un blindage vertical, à cheval sur le support du tube (clinquant de cuivre soudé), les connexions d'entrée de celles de sortie. Les connexions de masse seront très courtes et de grosse section ; prendre deux points de masse différents, l'un pour la triode d'entrée, l'autre pour la triode de sortie.

On ne peut pas faire agir l'antifading sur les étages cascode.

Noter que l'on ne retrouve pas de neutrodynage dans ces montages. Ce sont, au fond, des simili-cascodes.

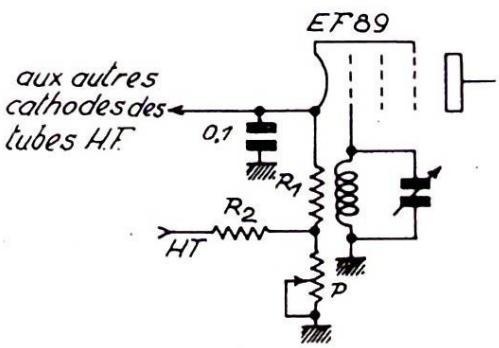
● Utilisation des Potentiomètres bobinés pour une commande de sensibilité HF ou MF.

Un grand nombre de potentiomètres bobinés ont leur curseur réuni à l'axe. Le curseur se trouve donc relié à la masse lorsqu'ils sont montés sur un châssis métallique. Il faut de ce fait adopter un schéma tenant compte de cette particularité.

Le réglage de sensibilité se fait par blocage de cathode des tubes HF ou MF du récepteur : en déplaçant le curseur de P vers la masse, la cathode devient de plus en plus positive.

R1 assure la polarisation du tube lorsque P est courtcircuité.

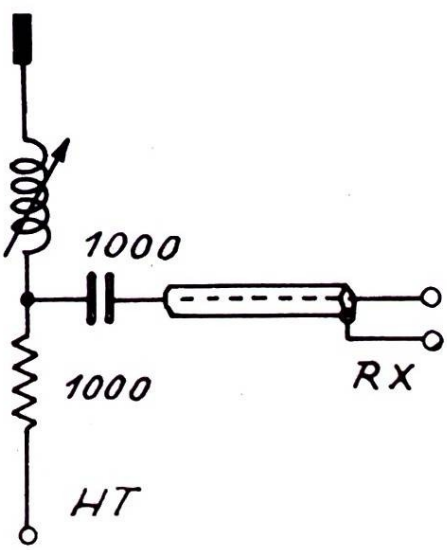
F2NZ



● COUPLAGE SIMPLE CONVERTISSEUR-RECEPTEUR.

Bien souvent lorsque nous désirons coupler un convertisseur sur le récepteur de trafic, nous nous trouvons devant un problème, devons-nous mettre 2, 3, 4 ou 5 spires de couplage ? Sans parler de la petite complication de faire un second bobinage par dessus, ou à côté du précédent.

Essayez ce système, vous en serrez très satisfait, il s'adapte automatiquement sur votre récepteur. F8NB



L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE

J. BASTIDE F8JD

Il peut paraître anormal, qu'après avoir étudié les circuits HF d'un récepteur de trafic, nous passions directement à l'amplification MF sans nous arrêter au changement de fréquence.

Notre but est surtout de permettre aux amateurs d'améliorer un récepteur classique, et c'est du côté HF et MF qu'il y a lieu de porter les premiers efforts. Le changement de fréquence viendra ensuite.

Les montages que nous décrivons sont classiques. Il en est d'autres de plus astucieux, mais nous désirons rester dans les schémas facilement réalisables par l'amateur moyen. Nous ne nous occuperons, pour l'instant, que de la réception de la télégraphie et de celle de la téléphonie à modulation d'amplitude.

Nous allons étudier les amplificateurs MF et dans un prochain numéro les transformateurs MF. Cela fait suite aux articles sur les récepteurs rappelés dans le numéro 8, page 542. Rappelons qu'une étude moins développée a paru dans Radio-REF de 1946 (trois numéros).

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

Pour une M.F. de 1 600 kHz, l'image est pratiquement éliminée pour la réception des fréquences inférieures à 30 MHz, et le pulling se trouve réduit à une valeur négligeable. Mais la sélectivité M.F. est considérablement abaissée, d'où obligation d'utiliser au moins deux étages M.F.

Aux fréquences supérieures à 30 MHz, la M.F. ne doit pas être inférieure de 5 à 10 MHz.

Mais de plus en plus, pour la réception des ondes courtes, on adopte les récepteurs à double changement de fréquence, qui présentent des avantages extrêmement intéressants. Nous leur réservons un chapitre spécial.

Amplificateur M.F. à un étage :

Figure 1 le schéma classique avec penthode courante. Le circuit plaque est découplé par C_4 R_5. Dans le circuit cathodique un potentiomètre R_3 (monté en résistance variable) permet de régler l'amplification.

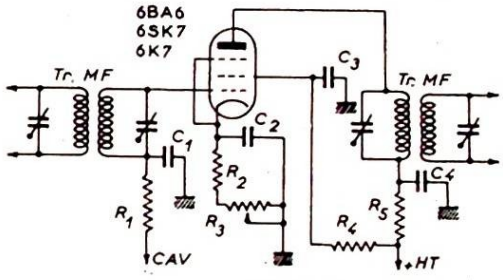


Figure 1

C1 = C2 = C3 = C4 = 0,1 µF S

R1 = 0,1 MΩ 1/2 W

R2 = 300 Ω 1 W

R3 = potentiomètre 5 000 Ω bobiné

R4 = 0,1 MΩ 1 W

R5 = 1 000 Ω 1/2 W

Rappelons que la pente du tube est fonction de la polarisation grille, et cette dernière est elle-même fonction de la valeur de la résistance cathodique. En augmentant cette dernière on diminue la pente, donc l'amplification.

Nous retrouvons le montage de l'amplificateur H.F. mais comme la fréquence est fixe et réglée une fois pour toutes, les transformateurs M.F. ont leur primaire et leur secondaire accordés, ce qui donne la sélectivité maximum, supérieure à celle donnée par un primaire apériodique à couplage serré avec secondaire accordé.

Les éléments entrant dans la constitution d'un amplificateur M.F. ne souffrent pas la médiocrité. Les transformateurs seront d'un modèle à haut rendement ,donc à circuit magnétique. Si l'on utilise des transformateurs à air, adopter un modèle avec trimmers à air. Les condensateurs de découplage, de première qualité, seront du type non inductif, l'armature extérieure étant mise du côté masse. Les découplages se font au ras des organes à découpler (voir ce que nous avons dit au sujet de l'amplificateur H.F.) Lorsque cela est possible, les condensateurs de découplage (et les résistances complémentaires) des enroulements M.F. seront avantageusement logés dans le blindage du transformateur, avec sorties de masse indépendantes et séparées.

Ecarter imédiatement les connexions à la sortie du transformateur. Veiller à ce qu'elles ne soient pas trop rapprochées et parallèles. De préférence, chaque connexion traversera le châssis par un trou individuel et non par un trou central unique de grand diamètre.

Les résistances R_1 et R_5 placées entre primaire et + H.T. servent de découplage et évitent toute réaction parasite. Si l'on n'utilise pas d'antifading, le groupe R_1 C_1 est supprimé et le secondaire du transformateur simplement relié à la masse.

Amplificateur M.F. à auto-transformateur :

Ce montage est une astuce permettant de réaliser un amplificateur M.F. à une fréquence comprise entre 80 et 150 kHz, pour un récepteur à double changement de fréquence. Figure 2.

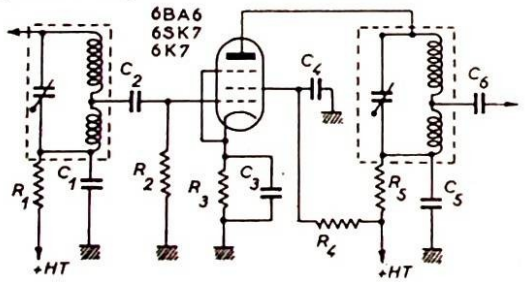


Figure 2

C1 = C3 = C4 = C5 = 0,1 µF papier
C2 = C6 = 100 à 250 pF mica
R1 = R5 = 1 000 Ω 1/2 W
R2 = 0,5 MΩ 1/2 W
R3 = 330 Ω 1 W
R4 = 0,1 MΩ 1 W

On se procure deux anciens transformateurs M.F. type 175 kHz, modèle à air. Après avoir scié le tube carton au ras de chacun des enroulements, on les réunit côte à côte et on relie les bobines en série. On obtient ainsi un circuit oscillant de fréquence comprise entre 80 et 100 kHz.

Afin de conserver une bonne sélectivité, la liaison avec l'étage suivant se fait au milieu de l'auto-transformateur ainsi constitué.

Etage M.F. semi-apériodique :

Pour certains couplages, entre changement de fréquence et amplificateur M.F., on peut avoir besoin d'un étage M.F. à large bande passante. C'est le cas, par exemple de la liaison d'un adapteur à oscillateur à fréquence fixe, avec un récepteur. Schéma figure 3.

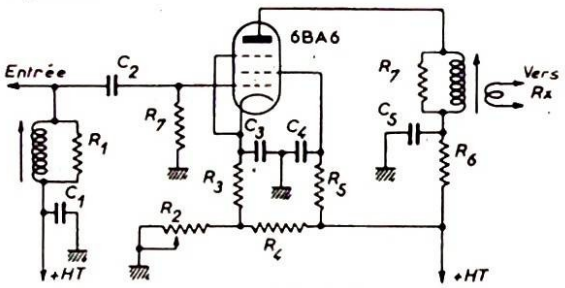


Figure 3

C1 = C3 = C4 = C5 = 5 000 pF mica
C2 = 50 pF mica
R1 = R7 = 2 000 à 5 000 Ω 1/2 W
R2 = potentiomètre 10 000 Ω bobiné
R3 = 68 Ω 1/2 W
R4 = 50 000 Ω 2 W
R5 = 40 000 Ω 1 W
R6 = 1 000 Ω 1/2 W
R7 = 0,5 MΩ 1/2 W

Les bobines sont montées sur tubes isolants à noyau magnétique. En parallèle, une résistance 2 000 à 5 000 ohms, suivant la bande passante que l'on désire obtenir (amortissement du circuit oscillant). La résistance variable R_2 permet de régler la sensibilité de l'étage.

Amplificateurs M.F. à plusieurs étages :

Un superhétérodyne ondes courtes doit comporter au moins deux étages d'amplification M.F., même s'il est précédé d'un ou deux étages d'amplification H.F. Le rôle de ces derniers est surtout de présélection (rejection des fréquences images, en particulier).

Deux étages M.F. donnent la sensibilité indispensable et comme la sélectivité réside dans la M.F. on a avantage à avoir de ce côté le maximum de circuits accordés.

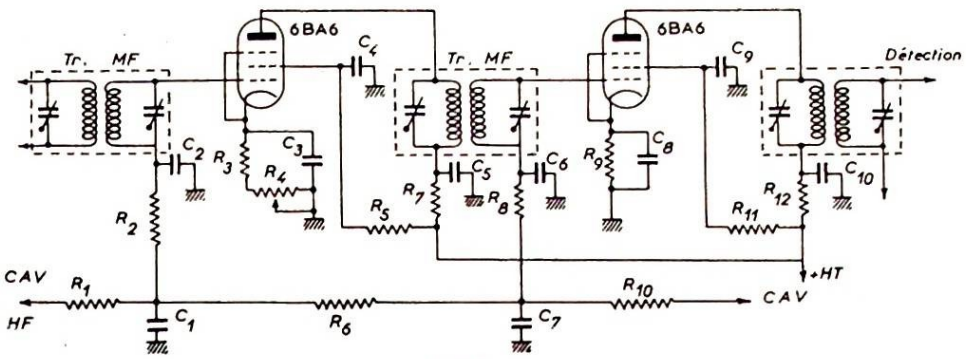


Figure 4

C1 à C10 = 0,05 à 0,1 µF papier
R1 = R2 = R6 = R8 = 0,1 MΩ 1/2 W
R3 = 200 Ω 1/2 W
R4 = potentiomètre bobiné 5 000 Ω
R5 = 0,15 MΩ 1 W
R7 = 10 000 Ω 1/2 W
R9 = 100 Ω 1/2 W
R10 = 1 MΩ 1/2 W
R11 = 0,1 MΩ 1 W
R12 = 1 000 Ω 1/2 W

Notons toutefois que la sélectivité d'un tel amplificateur, réglé sur fréquence 450 à 472 kHz et qui comporte au moins six circuits accordés, permet pratiquement de séparer deux émissions écartées en fréquence de 9 à 10 kHz, ce qui convient parfaitement pour un récepteur de radiodiffusion, où, en principe, les stations émettrices sont séparées de 9 kHz. Pour un récepteur ondes courtes (et particulièrement ceux de trafic), il n'en est plus de même, car les stations chevauchent les unes sur les autres. Nous verrons plus loin les procédés utilisés pour obvier à cet inconvénient.

De plus, disposant d'une grande amplification M.F., la tension antifading sera plus élevée et son action d'autant plus efficace qu'elle agira sur un plus grand nombre d'étages. En ondes courtes le fading est très important et ainsi il sera corrigé plus facilement.

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

Le schéma d'un amplificateur M.F. à deux étages est donné figure 4, équipé avec tubes 6BA6.

Il faut alimenter chaque écran par une résistance chutrice, afin d'éviter un couplage indésirable entre étages. Cela est préférable au dispositif potentiomètrique unique alimentant en parallèle tous les écrans.

Dans les amplificateurs M.F. à plusieurs étages, la résistance cathodique sera plus élevée dans le premier étage, et ira en décroissant jusqu'au dernier étage. C'est exactement ce qui se passe en basse fréquence. Ainsi l'amplification est reportée vers les derniers étages, de façon à réduire le souffle et les parasites.

Dans cet ordre d'idée, la résistance variable de cathode servant à régler manuellement la pente des tubes (commande du gain) ne sera branchée que sur le premier étage M.F.

Le schéma d'un amplificateur M.F. à trois étages 470 kHz se déduit du montage précédent. Une telle réalisation ne peut être entreprise que par des amateurs expérimentés. Quelques conseils à ce sujet.

Monter les trois étages en ligne droite sur le châssis. Utiliser du matériel d'excellente qualité. Tous les découplages seront faits séparément pour chaque étage ; ils seront placés à l'intérieur des blindages des transformateurs M.F. ; découplage plaque par résistance de 1 000 ohms et condensateur 0,1 µF ; découplage antifading 0,1 mégohm et 0,1 µF.

Résistance série 0,15 mégohm dans les écrans, et polarisation cathodique respectivement 1 500, 1 000 et 500 ohms ; cela dans le cas de tubes 6K7. N'appliquer qu'une partie de l'antifading (au plus la moitié) au dernier étage avant détection, ou mieux retour direct du circuit grille à la masse. Prendre l'antifading sur la plaque du dernier tube M.F.

Les avantages d'un amplificateur M.F. à trois étages sont : grande sélectivité, antifading excellent, puissance de sortie constante, énorme sensibilité, souffle plus faible.

Les inconvénients résident dans la déficience des aiguës et un fading déformant désagréable en téléphonie. On peut remédier à ces inconvénients en utilisant un, deux ou trois étages à volonté.

Pour cela la commutation s'obtient en mettant hors-circuit le premier ou le deuxième étage. Placer trois galettes d'un commutateur ordinaire près du téton grille de chaque tube M.F., sur le châssis et les commander par un même axe. La sortie du premier transformateur pourra attaquer ainsi la 1re, la 2e ou la 3e grille M.F. Inutile de blinder les fils, mais prévoir un circuit mettant à la masse les fils inter-étages et les grilles M.F. inutilisés. L'alignement se fera d'abord avec un seul étage. On rectifiera ensuite l'alignement avec deux étages, en ajoutant une petite capacité ajustable sur le fil menant au téton grille de la seconde M.F. On ajoutera une autre capacité pour aligner de même les trois étages.

Pour la détection, comme nous avons affaire à de forts signaux, adopter une faible résistance de charge (0,25 mégohm) pour éviter la saturation.

Réception « single-signal » :

Lorsque l'on reçoit une onde entretenue pure (télégraphie) hétérodynée à fréquence audible par un oscillateur de battement (B.F.O.), il se produit un phénomène particulier de sélectivité.

Soit une M.F. réglée sur 455 kHz, avec un oscillateur M.F. sur 454 kHz ; on obtient un battement audible de 1 kHz (ou 1 000 périodes-seconde) avec le signal de la station reçue. Si une nouvelle station émet sur une fréquence inférieure de 2 kHz à celle de la station que l'on écoute, ce nouveau signal sera également hétérodyné à 1 kHz par l'oscillateur M.F., d'où brouillage. Même si la fréquence de la station brouilleuse n'est pas exactement à 2 kHz de la station écoutée, il en résultera un brouillage pénible. L'élimination de cette image B.F. pose le même problème que celui de l'élimination des images H.F. : il faut obtenir en M.F. une sélectivité suffisante pour que le signal soit rejeté hors de la courbe de résonance M.F.

Il faut donc rendre l'amplificateur M.F. 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 amplificateurs M.F. habituels, employant des circuits accordés ordinaires, sauf si l'on utilise une M.F. très basse ou un grand nombre de circuits accordés. Il est beaucoup plus simple d'adopter l'amplification M.F. à réaction ou un filtre à cristal de quartz.

Amplificateurs M.F. à réaction :

La réaction M.F. ne peut être pratiquement utilisée que sur un amplificateur à un seul étage (à cause du déréglage qu'elle provoque dans les circuits accordés) et pour des M.F. de 455 kHz et inférieure. La courbe de résonance juste au-dessous du point d'accrochage est extrêmement pointue ; l'image B.F. 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 M.F. permet la réception de la télégraphie 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 M.F., souvent utile pour la réception de la téléphonie ; toutefois, la pureté en souffre.

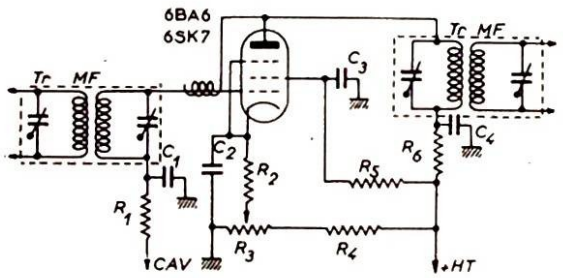


Figure 5

C1 à C4 = 0,05 à 0,1 µF papier
R1 = 0,1 MΩ 1/2 W
R2 = 300 Ω 1/2 W
R3 = potentiomètre 10 000 Ω bobiné
R4 = 50 000 Ω 2 W
R5 = 0,1 MΩ 1 W
R6 = 1 000 Ω 1/2 W

Parmi les nombreux montages possibles, nous avons choisi quelques exemples. Le premier est donné figure 5. La réaction est obtenue par un très faible couplage capacitif entre la plaque et la grille du tube penthode ; pour ce couplage on enroule autour de la connexion grille une faible longueur de fil isolé connecté à la plaque. Une dizaine de spires suffisent. 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 réactif grille-plaque sera déterminé (par essais) en conséquence.

Un autre montage consiste, dans un étage normal M.F. (se reporter à la figure 1) à insérer entre le condensateur C_3 de découplage de l'écran et la masse, une résistance variable de 25 000 ohms (type potentiomètre). On fait varier ainsi 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_3 diminue et à un point donné l'accrochage se produit. L'étage M.F. entre en oscillation.

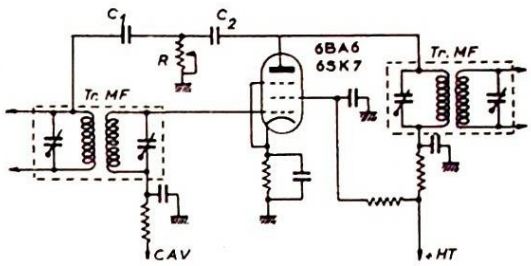


Figure 7

C1 = C2 = 4 à 5 pF

R = potentiomètre 10 000 à 20 000 Ω graphite

à adapter sur un récepteur existant, comporte un couplage capacitif réglable entre les circuits plaque de deux étages M.F. Un potentiomètre R monté en rhéostat, valeur 10 000 à 20 000 ohms (graphite), permet de régler le taux de réaction.

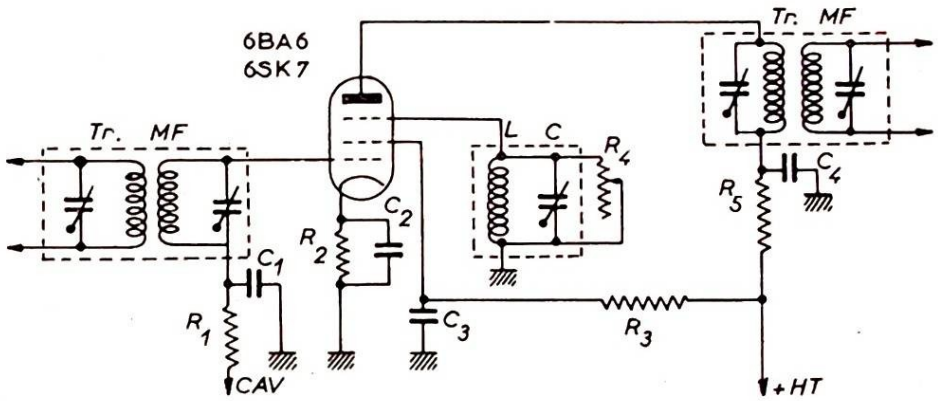


Figure 6

C1 à 64 = 0,05 à 0,1 µF papier

R1 = 0,1 MΩ 1/2 W

R2 = 300 Ω 1/2 W

R3 = 0,1 MΩ 1 W

R4 = potentiomètre 50000 Ω graphite

R5 = 1 000 Ω 1/2 W

Le troisième montage choisi est beaucoup plus stable que les précédents. Sa mise au point est simple et n'entraîne aucun déréglage des circuits. Voir figure 6. On dispose dans la grille suppressor (grille d'arrêt) un circuit accordé LC identique à l'un des enroulements M.F. et accordé sur une fréquence différente de 1 kHz de celle de la M.F., de manière à produire la note de battement de 1 000 périodes-seconde.

Le dosage de la réaction s'effectue par la résistance variable R_4 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 transformateurs M.F. Ce montage est préférable à celui dans lequel le circuit de réaction LC est placé dans le circuit de cathode, entre la résistance R_2 et la masse.

Un quatrième montage (figure 7), facile

Deux petits condensateurs céramiques C_1 et C_2 en série, couplent l'entrée et la sortie de l'étage M.F. Leur capacité est de l'ordre de 4 à 5 pF. La résistance variable R règle le degré de la réaction.

Le montage précédent a l'inconvénient de provoquer un désaccord M.F. et de plus la disposition des connexions doit être calculée avec soin.

Figure 8, un montage beaucoup plus stable. Les valeurs ne sont pas critiques et on peut placer les divers éléments à une dizaine de centimètres du tube M.F.

La réaction est commandée par la résistance variable R_4 qui détermine le taux de découpage de l'écran. Pour la réception de la téléphonie, on met R_4 à la valeur zéro. Pour la télégraphie, on tourne le bouton de R_4 jusqu'à l'accrochage.

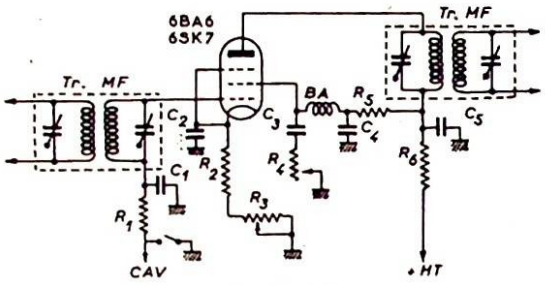


Figure 8

C1 = C2 = C5 = 0,05 à 01 µF papier
C3 = 0,03 à 0,05 µF papier
C4 = 0,01 µF papier
R1 = 0,1 MΩ 1/2 W
R2 = 200 Ω 1/2 W
R3 = potentiomètre 5 000 Ω bobiné
R4 = potentiomètre 0,25 MΩ graphite
R5 = 0,1 MΩ 1 W
R6 = 1 000 Ω 1 W

La résistance variable R_3 de cathode est utile, particulièrement pour l'écoute des signaux faibles. Mais si elle est trop « poussée », l'amplificateur risque de ne pas osciller.

Le montage de la figure 9 demande une petite modification au transformateur M.F. d'entrée. Une bobine de réaction L d'une vingtaine de spires, est enroulée contre le secondaire de ce transformateur. Elle est branchée entre cathode et grille suppressor. Le taux de réaction est réglé par la résistance variable R_2 ; en série avec celle-ci, un condensateur C_2 évite toute modification de la polarisation cathodique lorsque l'on fait varier la résistance R_2. La réaction est maximum quand la résistance R_2 est entièrement en circuit.

La bobine L doit être branchée de façon à produire l'effet de réaction. Si celui-ci ne se produit pas, inverser le branchement.

D'une façon générale, dans tous les amplificateurs M.F. à réaction, on doit mettre à la masse la ligne antifading lorsque l'on fonctionne près de la limite d'accrochage, et bien entendu en accroché.

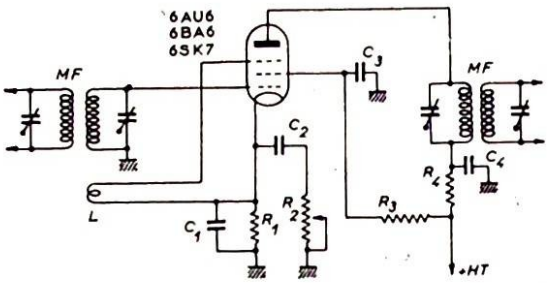


Figure 9

C1 = C2 = C5 = 0,05 à 0,1 µ F papier
C2 = 0,01 µF mica
R1 = 350 Ω 1 W
R2 = potentiomètre 2 000 Ω graphite
R3 = 0,1 MΩ 1 W
R4 = 1 000 Ω 1/2 W

Sélectivité variable :

Certains opérateurs estiment que les récepteurs à très grande sélectivité sont d'une exploitation peu pratique. Ils préfèrent un récepteur à sélectivité variable permettant d'élargir à volonté la bande passante et donnant ainsi la possibilité d'entendre à la fois plusieurs stations voisines, ce qui facilite la recherche.

On peut classer sommairement les bandes passantes de la façon suivante :

1° - largeur 6 à 10 kHz : recherche des stations, trafic local, trafic V.H.F. ;

2° - largeur 2,5 à 3 kHz : trafic téléphonie DX, réception à une seule bande latérale ;

3° - largeur 0,5 kHz : trafic télégraphie DX.

On trouve facilement des transformateurs M.F. avec commutateur faisant varier la sélectivité. Nous donnons d'autre part, au chapitre « Transformateurs M.F. » quelques montages spéciaux.

La publication de cet article se poursuivra dans notre prochain numéro.

POUR PRÉSENTER NOS ACTIVITÉS
FAITES LIRE LA PLAQUETTE
"Qu'est-ce l'Émission d'Amateur?"
FRANCO SECRÉTARIAT : 1,20 NF

L'AMPLIFICATEUR MOYENNE FRÉQUENCE

J. BASTIDE F8JD

Voir précédent numéro

Sélectivité variable par tube de couplage :

Ce montage a été utilisé avant-guerre dans des récepteurs de radiodiffusion de luxe. Un tube de couplage, monté suivant schéma figure 10, permet de faire varier la sélectivité de l'étage M.F. En faisant varier la pente du tube de couplage, on modifie la sélectivité de l'amplificateur M.F. Pour la pente maximum, le coefficient de couplage est maximum, donc la sélectivité est réduite. Cela correspond à la tension de polarisation minimum du tube de couplage (résistance variable cathodique R_3 à zéro). En augmentant la valeur de cette résistance, on diminue la pente du tube, donc le cœfficient de couplage ; la sélectivité augmente.

Comparé à un bon circuit accordé, le facteur de surtension Q d'un quartz oscillant est extrêmement élevé pour sa fréquence de résonance. Celle-ci est prévue à la même fréquence que celle de l'amplificateur M.F.

Pour une M.F. de 450 à 500 kHz, la sélectivité donnée par un filtre à un seul quartz, même en réglant le filtre au minimum de sélectivité, ne permet pas la réception correcte de la téléphonie en modulation d'amplitude. La parole est toutefois intelligible, ce qui dans certains cas peut être utile. L'utilisation normale est pour la réception de la télégraphie, et également celle de la téléphonie en modulation de fréquence à bande étroite.

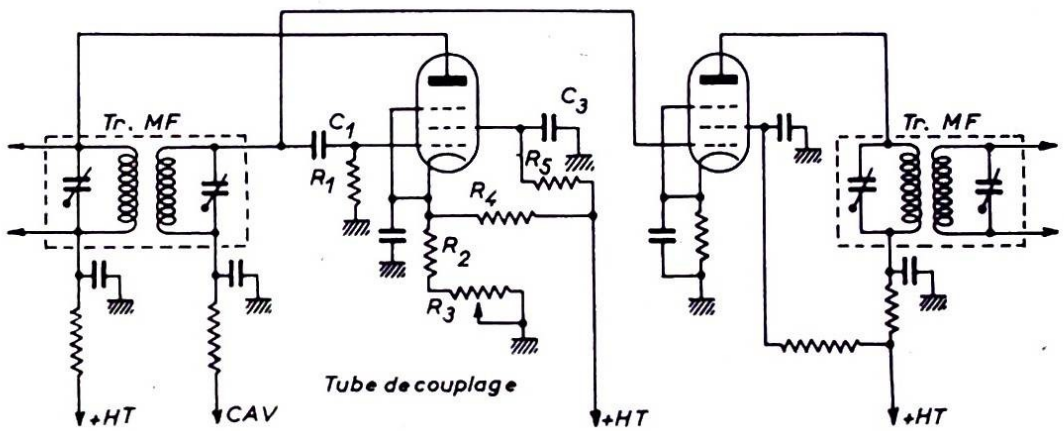


Figure 10

C1 = 5 à 10 pF
C2 = C3 = 0,05 à 0,1 µF papier
R1 = 20 000 Ω 1/2 W
R2 = 200 Ω 1/2 W
R3 = potentiomètre 10 000 Ω bobine
R4 = 0,1 MΩ 1 W
R5 = 0,15 MΩ 1 W

La résistance variable R_3 est du type bobiné, valeur 10 000 ohms. Une résistance fixe de protection R_2 (résistance dite « talon ») correspond à la polarisation minimum du tube utilisé.

Filtres à quartz :

Le filtre à quartz est un moyen simple pour obtenir une sélectivité élevée. Pratiquement il est placé à l'entrée de l'amplificateur M.F. et fonctionne en filtre sélectif. Il a été longtemps considéré comme la solution idéale pour résoudre le problème de la sélectivité, mais actuellement on a mis au point d'autres dispositifs, comme nous le verrons dans un autre article.

Pour une M.F. de fréquence supérieure (par exemple 1 600 kHz et naturellement au-dessus) le filtre quartz est mieux adapté à la téléphonie et permet une réception pratiquement normale de la parole.

Tout filtre quartz est muni d'un interrupteur permettant de supprimer son action (court-circuit du quartz).

Il existe de nombreux schémas de filtres quartz, certains comportent quatre quartz et plus. Nous nous bornerons à quatre montages classiques.

Le schéma de base est celui de la figure 11. Montage en pont, dans lequel le secondaire du transformateur M.F. forme les deux premières branches du pont (prise médiane).

Les deux autres branches du pont comportent, l'une le quartz X, l'autre le condensateur de phase C_2. Ce dernier, type variable à air, doit avoir une capacité maximum légèrement supérieure à celle présentée par le quartz dans son support ; il est réglable depuis le panneau avant du récepteur.

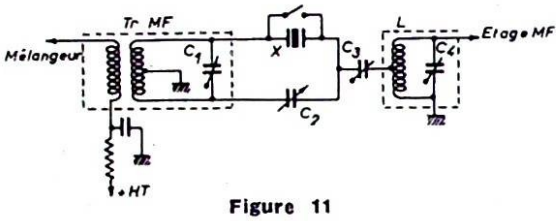


Figure 11

C1 = C4 = ajustable MF
C2 = variable 15 à 25 pF (voir texte)
C3 = ajustable 50 pF
X = quartz

Lorsque ce condensateur de phase est réglé à une capacité égale à celle du quartz et son support, le pont est équilibré. Le quartz fonctionne alors comme un circuit résonant série, avec un facteur de surtension Q extrêmement élevé (bande passante très étroite). Seul passe le signal à sa fréquence M.F. propre. En raison de l'extrême sélectivité apportée par le quartz, les signaux de fréquence différente de 500 Hz sont réduits dans une proportion de l'ordre de 100 à 1 et tous les autres signaux de fréquence différente supérieure sont éliminés.

Si le condensateur de phase C_2 n'existait pas, tous les signaux recueillis par le transformateur M.F. d'entrée passeraient à travers la capacité présentée par le support de quartz et il n'y aurait aucun filtrage sélectif.

En plus de l'équilibrage du pont (que nous pourrions appeler le neutrodynage) le condensateur de phase C_2 remplit un autre rôle. La capacité du support de quartz est placée en parallèle avec le quartz lui-même et de ce fait agit comme un circuit résonnant parallèle, à une fréquence légèrement différente de celle du circuit résonnant série précédemment cité. Ce circuit résonnant parallèle, n'est autre qu'un circuit bouchon, et tout signal accordé sur cette fréquence sera pratiquement arrêté. La variation de la capacité de C_2 permet de déplacer cette fréquence « parallèle » et d'éliminer ainsi à volonté un puissant signal voisin. Comme la courbe de résonance d'un quartz n'est pas symétrique, la réjection d'un signal indésirable est facilitée.

Le transformateur M.F. d'entrée est à primaire à haute impédance, à couplage serré avec le secondaire accordé sur la fréquence M.F. La sortie du filtre est couplée au circuit accordé LC_4 (sur la fréquence M.F.) par le condensateur ajustable C_4 et la prise sur la bobine L est déterminée suivant l'impédance du quartz. Seul le condensateur de phase C_2 est variable et commandé depuis l'avant du récepteur. Tous les autres sont réglés une fois pour toutes.

Une variante du montage ci-dessus est donnée figure 12. Elle permet d'utiliser un transformateur M.F. à secondaire sans prise médiane. Celle-ci est constituée par les deux condensateurs en série C tous deux du type fixe mica, capacité 100 pF. On règle l'accord du secondaire par le condensateur ajustable C_1. A la sortie du filtre un second transformateur M.F., à couplage également serré, dont l'impédance du primaire est calculée comme pour la prise sur la bobine L du montage précédent.

Il est évident que l'on peut intervertir les dispositifs d'entrée ou de sortie de l'un à l'autre schéma des deux figures 11 et 12.

Ces deux montages procurent une sélectivité trop poussée pour une réception correcte de la téléphonie ; ils sont plus spécialement prévus pour la réception de la télégraphie, où la bande passante doit être très réduite (de quelques centaines de Hertz).

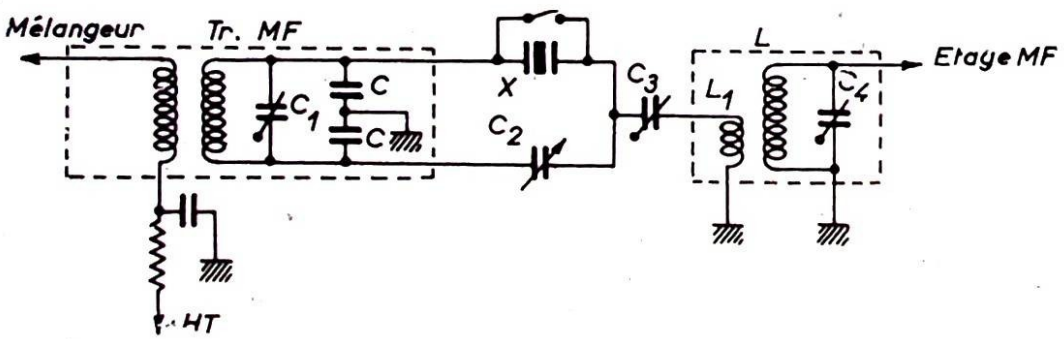


Figure 12

C2 = variable 15 à 25 pF
C3 = ajustable 50 pF
Autres valeurs, voir texte.
X = quartz

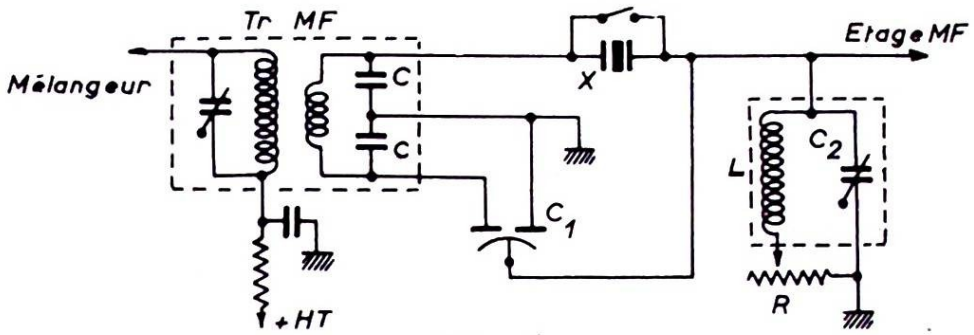


Figure 13
Voir texte pour valeurs.

Figure 13, schéma d'un filtre quartz à sélectivité variable dans lequel une résistance variable R insérée dans le circuit M.F. de sortie permet de réduire la sélectivité en amortissant ce circuit. Noter que ce circuit accordé L C_2, lorsque la résistance R est à zéro, doit avoir un coefficient de surtension Q aussi élevé que possible. Le transformateur M.F. d'entrée est à primaire accordé et à secondaire à faible impédance, couplage serré. Pour la mise en phase, on utilise un condensateur variable spécial C_1 du type compensateur (et non un condensateur double) capacité maximum 8 à 10 pF pour chaque section ; ainsi son réglage ne peut modifier la fréquence de résonance du transformateur M.F. En effet, ce compensateur agit comme un potentiomètre capacitif et maintient une capacité égale aux bornes du circuit d'entrée, mais en même temps fait varier la capacité de la branche du pont dans laquelle il est monté.

La résistance variable R est pratiquement constituée par des résistances fixes en série, avec commutateur de prises (résistance totale 3 000 ohms).

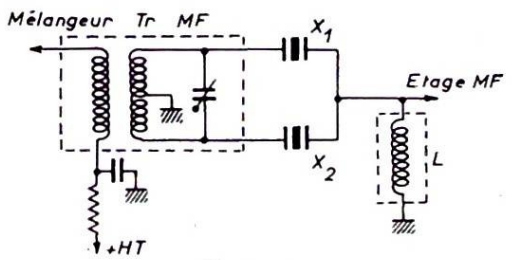


Figure 14

Enfin, figure 14, un filtre quartz passe-bande. Deux quartz de fréquence légèrement différente, donnent un caractéristique de filtre passe-bande au montage. Pour la réception de la télégraphie, la différence de fréquence est de l'ordre de quelques centaines de Hertz, alors que pour la réception de la téléphonie on adopte environ 2 kHz. Il est facile, à l'aide d'un commutateur de changer un des quartz, suivant que l'on désire écouter la télégraphie ou la téléphonie. L'autre quartz reste fixe et oscille sur la fréquence M.F.

Hétérotone :

La méthode hétérotone a été présentée par Lamb en 1936. Elle s'applique uniquement à la réception de la télégraphie. Toutefois l'hétérotone ne convient que pour la réception de signaux forts.

Normalement la réception de la télégraphie se fait à l'aide d'un oscillateur de battements M.F. (B.F.O.). La tonalité perçante obtenue est fatigante et Lamb a mis au point un autre mode de réception des ondes entretenues qu'il a appelé la méthode hétérotone.

On utilise un oscillateur B.F. pour moduler l'onde M.F. dans l'un des étages de l'amplificateur M.F. Le résultat est sensiblement le même que si cette modulation était appliquée au signal à l'émetteur lui-même. Cette modulation B.F. est plus agréable à entendre. En l'absence d'onde M.F. aucun son n'est entendu à la sortie du récepteur, car l'amplificateur M.F. ne transmettra pas cette fréquence de modulation B.F.

Cela n'exclut nullement l'usage du B.F.O. qui renforcera encore la puissance du signal, et par la variation de la fréquence de battement M.F. permettra de choisir la tonalité résultante la plus agréable à l'oreille. La fatigue de l'opérateur est ainsi considérablement réduite.

Plusieurs réalisations du principe hétérotone sont possibles. Un oscillateur B.F. est identique à un oscillateur H.F. ou M.F., aux constantes des circuits près. De même l'injection dans le tube M.F. peut se faire de différentes façons, comme pour un mélangeur H.F.

Nous nous limiterons à deux schémas. Figure 15 le schéma original donné par Lamb.

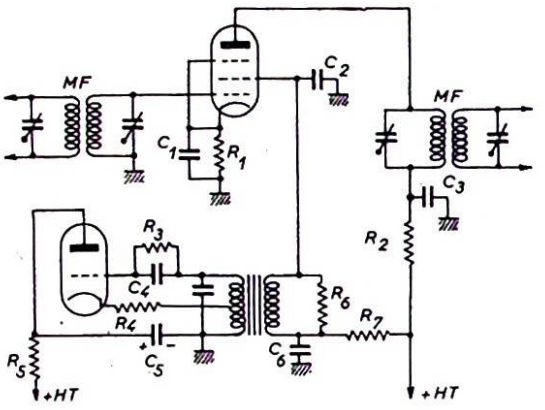


Figure 15

C1 = C3 = C6 = 0,1 µF papier
C2 = C4 = 2 000 pF mica
C5 = 8 µF 450 V chimique
R1 = 350 Ω 1 W
R2 = 1 000 Ω 1/2 W
R3 = 50 000 Ω 1/2 W
R4 = 20 000 Ω 1 W
R5 = R7 = 0,1 MΩ 1 W
R6 = 0,05 à 0,1 MΩ 1/2 W

L'oscillateur B.F., tube triode quelconque (ou penthode montée en triode) est équipé avec un transformateur B.F. du type push-pull d'entrée pour amplificateur basse fréquence. Le primaire, grâce à sa prise médiane, comporte les enroulements grille et plaque de l'oscillateur classique. Le condensateur fixe C accorde l'ensemble sur une fréquence B.F. déterminée ; par essais, on cherche une valeur de capacité donnant une fréquence comprise entre 500 et 1 000 Hz. Cette capacité C varie suivant le nombre de spires de l'enroulement primaire et de la section du circuit magnétique ; on commencera les essais avec 500 pF.

La tension oscillante B.F. est prise sur le secondaire du transformateur et injectée dans la grille écran du tube penthode M.F. (de préférence le premier étage), si le récepteur comporte plusieurs étages M.F. La résistance de charge R_6 du secondaire du transformateur B.F. sera ajustée pour la tension d'injection convenable.

Les valeurs sont données à titre indicatif. Trois valeurs sont à déterminer avec soin : condensateur shunté C_4 R_3 de grille et résistance de cathode R_4. Si leurs valeurs ne sont pas correctes, des oscillations de blocage peuvent prendre naissance ; on les reconnaît à un « hachement » de l'onde reçue et à des sifflements d'interférence. Ce réglage ne présente pas de difficulté et demande un peu de patience.

Une amélioration peut être apportée au montage en utilisant un tube triode-hexode qui remplira les deux fonctions. L'injection de la modulation B.F. se fait alors dans la grille G_3 ; on a ainsi une séparation des différentes fonctions.

Figure 16 le schéma de l'hétérotone avec tube hexode en M.F. Ce schéma donne une variante de l'oscillateur B.F., avec le montage classique à tube double-triode ; le transformateur B.F. du montage précédent est supprimé et remplacé par une simple inductance B.F. à circuit magnétique (donc sans prises) impédance 1 Henry environ. Le condensateur C_7 accorde cette inductance sur une fréquence de 500 à 1 000 Hz (prendre 3 000 à 5 000 pF).

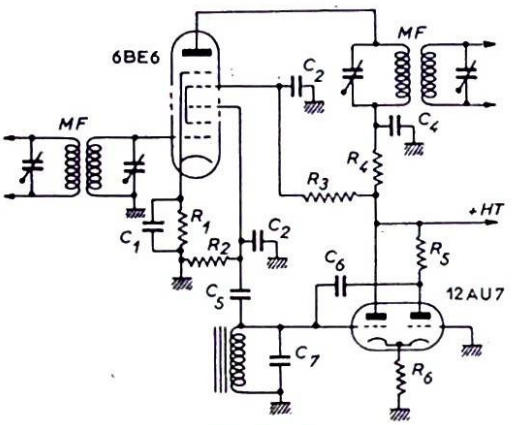


Figure 16

C1 = C3 = C4 = C5 = C6 = 0,1 µF papier
C2 = 0,01 µF mica
C7 = voir texte
R1 = 500 Ω 1 W
R2 = 15 000 Ω 1/2 W
R3 = 50 000 Ω 1 W
R4 = 1 000 Ω 1/2 W
R5 = 0,1 MΩ 1 W
R6 = 1 500 Ω 1 W

Si l'injection B.F. dans la grille G_3 est trop importante, on remplacera la résistance R_2 par un potentiomètre (carbone) de même valeur et on reliera le condensateur de couplage C_5 au curseur. On peut ainsi doser le taux d'injection de la modulation B.F. On remplace ensuite le potentiomètre par deux résistances en série, dont les valeurs sont déterminées par la position du curseur du potentiomètre.

On peut également régler ce taux d'injection en modifiant la valeur des condensateurs C_2 et C_5.

L'oscillateur hétérotone doit être soigneusement blindé (blindage en fer) de façon à

supprimer toute induction sur l'amplificateur BF, ce qui se traduirait par une tonalité continue dans le haut-parleur. Il est aussi très important d'éviter tout rayonnement de l'oscillateur BF vers l'amplificateur MF car il en résulterait un signal continuellement modulé.

En conclusion, précisons que l'hétérotone est utilisé sur plusieurs récepteurs de trafic professionnels. Comme nous l'avons dit il n'est utilisable que pour les signaux forts. Il donne l'avantage de permettre, après détection, l'emploi d'un filtre BF sans que l'on ait à se préoccuper des glissements et des réglages du BFO et de l'oscillateur HF. Mais il présente l'inconvénient de produire une même note pour toutes les émissions reçues, d'où suppression de toute sélectivité auditive.

Prise de courant H.F. ou M.F. :

Supposons que nous ayions à prélever sur un récepteur le courant HF ou MF sans affecter le fonctionnement de l'appareil. Par exemple pour des mesures ou pour alimenter en dérivation un autre appareil.

Deux applications entre autres : adapteur pour téléphonie NBFM (modulation à bande étroite de fréquence) ou dispositif à double déphasage pour la télégraphie à ondes entretenues pures.

L'opération est facile à l'aide d'un tube triode de couplage monté en cathode follower. Figure 17 le schéma correspondant. Le chauffage et la tension anodique sont pris sur le récepteur lui-même. La résistance cathodique R sera fonction du tube utilisé. Sur le schéma le courant MF est pris au point X sur la connexion plaque du premier tube MF mais on peut aussi bien le prendre en Y ou en Z (grille ou plaque du second tube MF).

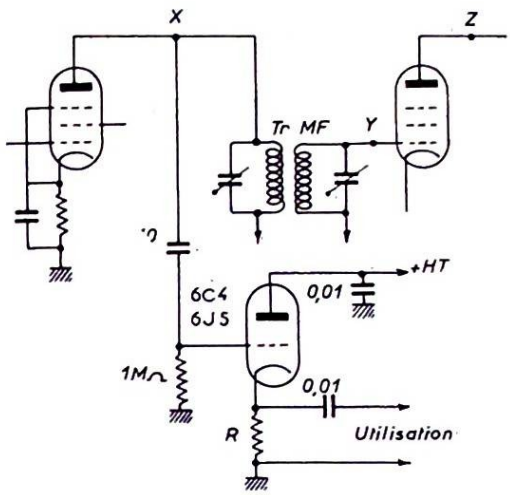


Figure 17

Le tube triode de couplage est d'un type quelconque (ou penthode montée en triode).

RÉSEAU F9TM

Horaire : sur 7040 kHz, le dimanche matin de 0830 à 0900 TU ; sur 3590 kHz, le jeudi soir, de 1915 à 1945 TU.

Réseau 7 MHz : Position des stations après l'exercice du 28 octobre 1962 :

F8TM, 376 points (gagne le prix de novembre 1962, mais sans attribution effective ; membre du Conseil) ; F8IL, 373 ; F3PQ, 350 ; F9NY, 305 ; F3MD, 270 ; F3PL, 251 ; F3ND, 246 ; F8NC, 243 ; F2TP/YL, 238 ; F9UN, 224 ; F8DZ, 199 ; F3BG, 196 ; F3NT, 184 ; F8QJ, 183 ; F8HG, 177 ; F9RO, 141 ; F2CB, 99 ; F8LV, 93 ; F2MB, 71 ; F2KF, 70 ; F9IF, 58 ; FA8RJ, 55 ; F3WJ, 52 ; F9OQ, 51 ; F2WL, 36 ; F3DM, 28 ; F2PO, 24 ; F3AT, 11 ; F8PS, 7 ; F8IH, 3, à chacun de F2LC, F8RQ, F2NB, F3IM, F3BX, 1 point.

Réseau 3,5 MHz : Position des stations après l'exercice du 25 octobre 1962 :

F8MW, 818 points ; F3ND, 417 ; F3PQ, 232 ; F9DW, 226 ; F9OQ, 66 F3HY, 63 , F8LV, 55 ; F2PO, 43 ; F2LC, 35 ; F8IL, 23 ; F2RN, 1 point.

F8LV (REF 618).

Horaire des cours de lecture au son. — Emissions effectuées également par la station du Ministère de la Guerre FAV22 :

a) fréquence 3 881 kHz, de 2000 à 2030 TU pour les débutants : lundi, vendredi ; moyens : mardi, mercredi ; forts, jeudi.

b) fréquence 6 825 kHz, de 0800 à 0830 TU, et de 0910 à 0940 TU en direction de l'A.F.N. le dimanche seulement, pour les forts.

Les textes diffusés comprennent en première partie un texte chiffré (par groupes de 5 lettres, chiffres ou signes de ponctuation), et en seconde partie du langage clair. Chaque partie est répétée une fois après première transmission.

Cours de lecture au son par disques (en A3)

Fréquence 5892 kHz, a) le samedi, de 1300 à 1330 TU ; b) le dimanche, de 0915 à 0945 TU.

Ces cours sont à l'intention des débutants et se déroulent sur un cycle de 8 semaines.

LES TRANSFORMATEURS MOYENNE FRÉQUENCE

J. BASTIDE F8JD

Généralités. — 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'amplificateur 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 1 est le transformateur MF classique avec couplage inductif entre les deux circuits accordés.

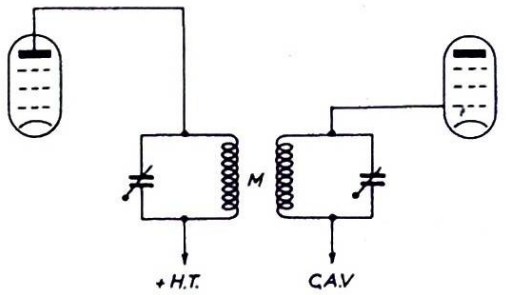


Figure 1

La courbe de sélectivité de l'ensemble varie suivant le couplage. On construit des transformateurs MF à sélectivité variable, soit par variation mécanique du couplage inductif, soit par bobine auxiliaire. Nous n'insisterons pas sur ces transformateurs bien connus. Notons simplement que les transformateurs à circuit magnétique donnent une meilleure amplification que ceux à air.

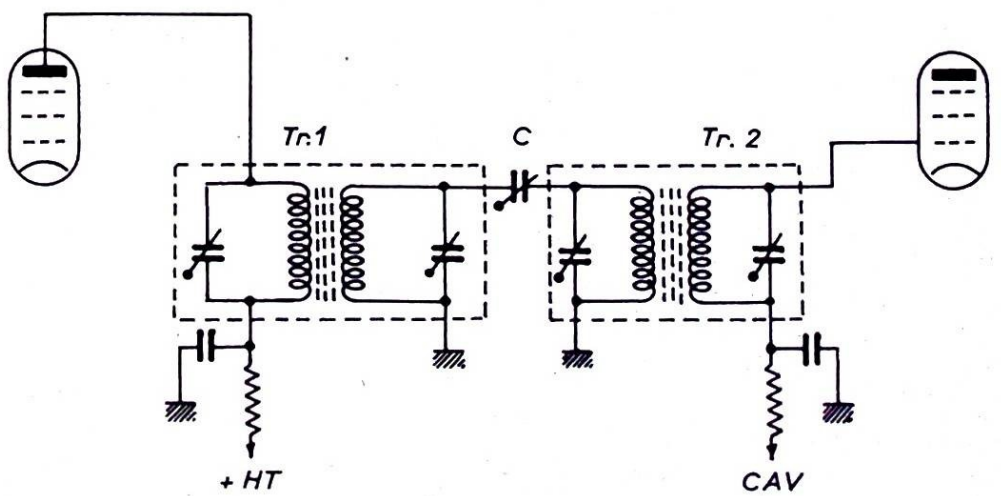
D'une manière générale, les transformateurs MF doivent être constitués par des bobines ayant un coefficient Q (coefficient de surtension) le plus élevé possible. Il est bien préférable d'utiliser des transformateurs ayant un excellent coefficient de surtension, ce qui évite de pousser l'amplification des tubes. On réduit ainsi très sensiblement le bruit de fond. Nos transformateurs MF devront donc avoir les pertes les plus réduites. Celà conduit aux bobinages à circuit magnétique à pot fermé, qui présentent d'autant plus d'intérêt que la fréquence MF est élevée.

Une mention particulière pour le montage de la figure 2. Deux transformateurs MF du type « inter-étages » sont montés en série et couplés entre eux par un condensateur ajustable C de faible valeur. Ce couplage doit être aussi faible que possible, compatible avec un gain d'amplification normal. Si la capacité de C est trop forte, la sélectivité sera réduite.

Il ne faut pas, lorsque l'on règle le trimmer de l'un des transformateurs, affecter le réglage des trimmers des enroulements de l'autre transformateur.

On utilise en C soit un condensateur ajustable mica (ou air) 3-30 pF, réglé aux environs de 6 à 10 pF (celà pour MF de 450 à 500 kHz), soit deux fils isolés torsadés ensemble sur une longueur de 20 à 25 mm.

Ce montage est très intéressant, car il permet d'utiliser des transformateurs MF courants. Si le récepteur n'a qu'un seul étage



Figure

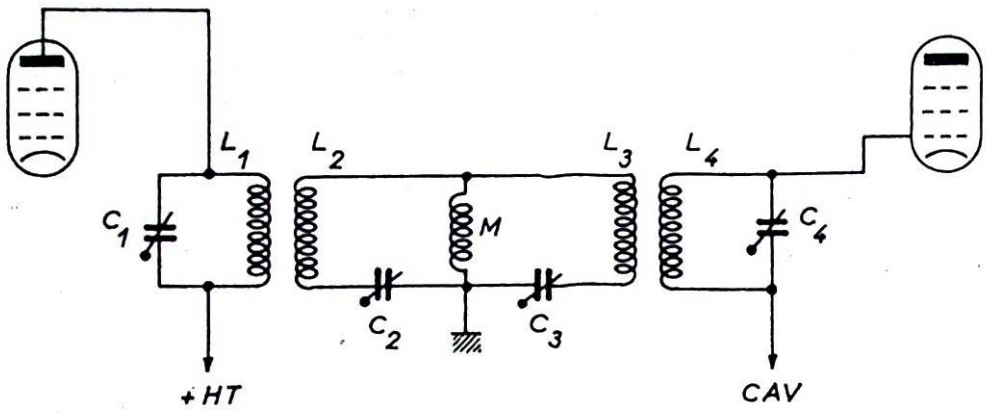


Figure 3

MF, on placera le dispositif entre le tube MF et la détection. Avec un récepteur à plusieurs étages MF, la meilleure place paraît être entre le tube mélangeur et le premier tube MF.

Règle dans les deux cas : adopter la capacité de couplage minimum, donnant un gain suffisant. Nous recherchons la sélectivité et non la sensibilité. On aligne avec la capacité de couplage minimum, puis on augmente cette capacité jusqu'au degré de sélectivité désiré (un oscilloscope sera très pratique pour ce réglage).

Pour une moyenne fréquence de 80 à 100 kHz, ce montage donne une sélectivité excellente. C'est le cas du récepteur à double changement de fréquence.

Le filtre figure 3 est composé de trois circuits accordés. Le premier L_1 C_1 est placé dans le circuit plaque du premier tube. Le second, comporte 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 second tube, et 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.

Lorsque l'on désire une sélectivité poussée, on adopte le montage de la figure 4 à trois circuits simples accordés. Il permet de réduire le nombre de transformateurs 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 kHz, on a un affaiblissement

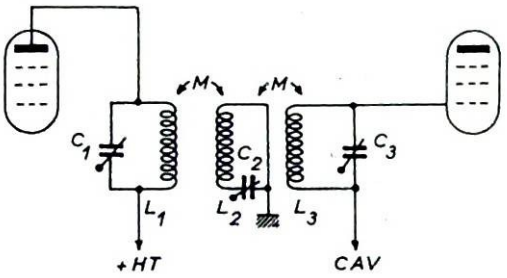


Figure 4

moindre que 1 dB ; on a déjà 6 dB pour 6 kHz et 15 à 16 dB pour 9 kHz. 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.

Enfin, un dernier montage, peu connu, est celui de la figure 5. 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 (constituant M) 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 3/10e deux couches coton ou soie, sur carcasse d'un diamètre de 12 mm, l'ensemble placé

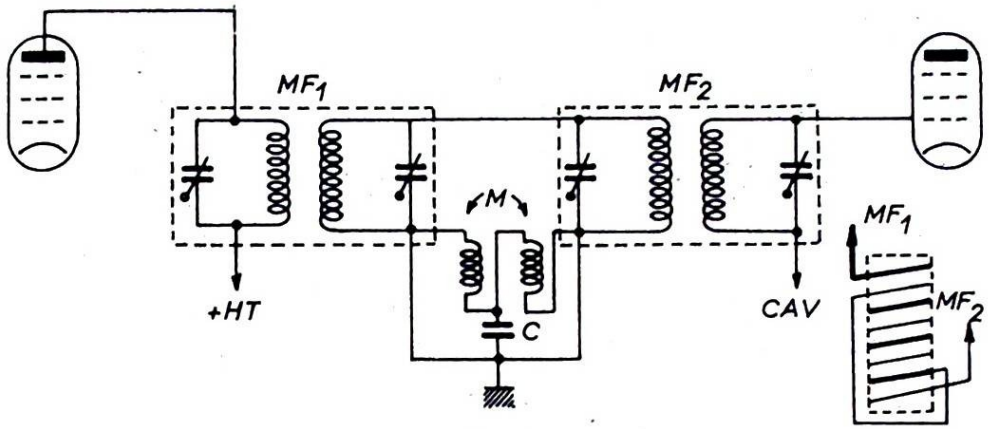


Figure 5

dans un blindage séparé. Les deux transformateurs MF_1 et MF_2 sont du type normal, chacun dans son blindage.

Couplage MF par capacité et inductance. — Dans les récepteurs très sélectifs, on emploie, à la place des transformateurs MF, des circuits accordés couplés uniquement par capacité.

Considérons les deux shémas de la fig. 6. Les circuits oscillants sont placés chacun dans un blindage, de façon à supprimer tout couplage inductif. Deux méthodes classiques de couplage capacitif sont possibles.

Figure 6 A, couplage par le condensateur C_1 entre les extrémités « chaudes » des circuits oscillants. C'est un couplage à haute impédance, et le couplage sera d'autant plus réduit que la capacité de C sera plus faible. La valeur de cette capacité de couplage est toujours très réduite, de l'ordre de quelques picofarads.

Figure 6 B, le couplage se fait par le condensateur C_2 placé à la base des bobines. C'est un couplage à basse impédance et à

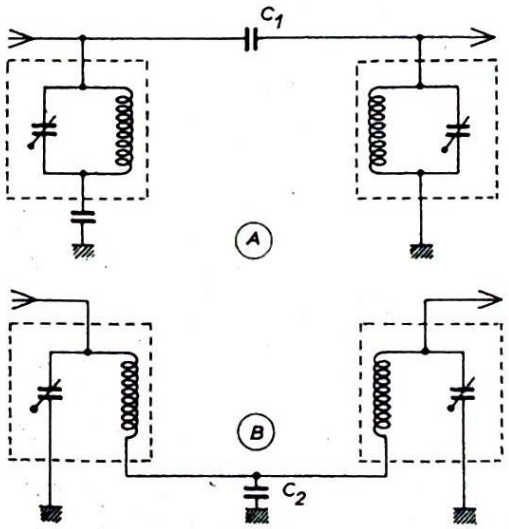


Figure 6

l'inverse du cas précédent, le couplage diminuera quand la capacité de C_2 augmentera.

Examinons quelques applications pratiques. La disposition de la figure 6 A (la plus utilisée) peut comporter deux, trois ou quatre circuits accordés à la suite. Figure 7 un montage à 4 circuits.

Chaque circuit accordé est placé dans un blindage individuel. Les condensateurs C_1 de couplage ont une capacité de 4 à 5 pF. Les quatre boîtiers sont placés côte à côte, en carré. Tous les circuits sont accordés sur la même fréquence MF. La sélectivité d'un tel ensemble est extrêmement pointue et seule la réception de la télégraphie est possible.

Pour recevoir convenablement la téléphonie, il faut augmenter la bande passante. Une solution consiste à accorder deux des circuits (le 2e et le 4e) sur une fréquence MF légèrement différente, de façon à obtenir une courbe de sélectivité carrée au sommet. Mais on perd le bénéfice de la très grande sélectivité pour la réception de la télégraphie.

Une solution élégante est donnée par le schéma figure 8. A l'aide d'un commutateur bipolaire à deux directions (connexions courtes et blindées) on insère, pour la réception téléphonie, deux condensateurs fixes C_2 et C_3 qui accordent les 2e et 4e circuits sur une fréquence voisine de celle des 1er et 3e circuits (position du bas). Pour la réception de la télégraphie le commutateur est en position du haut, et les quatre circuits sont accordés sur la même fréquence.

La valeur des condensateurs C_2 et C_3 dépend de la fréquence MF et de la constitution des circuits accordés. Elle est de l'ordre de quelques milliers de picofarads.

Enfin un autre mode de couplage MF à haute sélectivité, combine les deux shémas

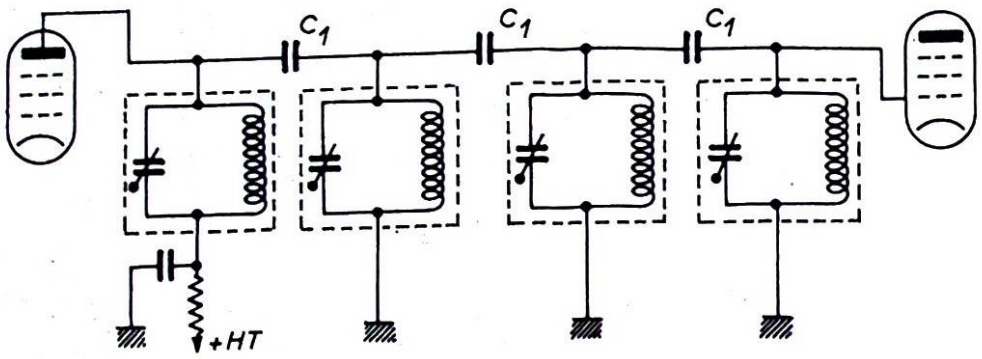


Figure 7

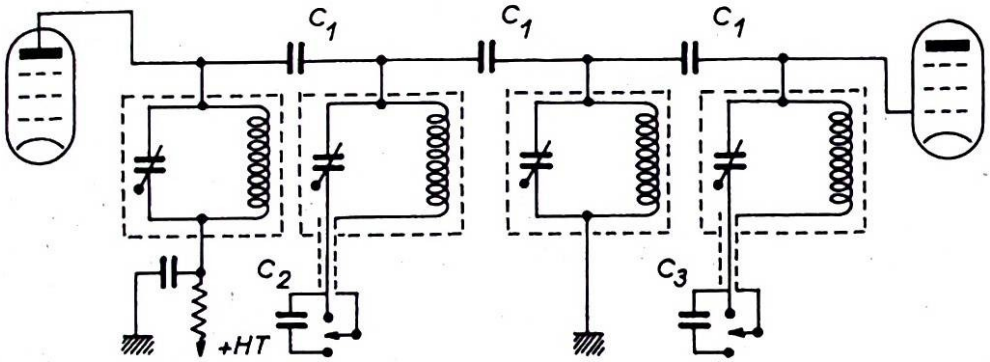


Figure 8

de la figure 6. On obtient le montage de la figure 9.

Le condensateur de couplage C_1 à haute impédance des deux premiers circuits est réglé une fois pour toutes (4 à 5 pF). On fait varier la sélectivité par un commutateur qui insère les condensateurs de couplage à basse impédance C_2 C_3 C_4 de capacités différentes. La résistance R assure la polarisation de la grille du second étage d'amplification MF.

Filtre MF à sélectivité variable. — Une application du couplage capacitif précédent est donnée figure 10.

Le condensateur variable C couple les deux circuits, et le couplage augmente lorsque la capacité de C diminue. En plus, la résistance variable R fait varier le facteur de surtension de l'un des circuits accordés.

La combinaison du couplage capacitif et de la variation du facteur de surtension permet de modifier la sélectivité dans une large gamme.

Réalisation de transformateurs MF. — Nous ne conseillons pas à l'amateur non outillé de construire lui-même ses transformateurs MF d'autant que l'on trouve actuellement dans le commerce la plupart des types nécessaires pour toutes sortes de fréquences.

Toutefois, si l'on désire procéder à des essais, toujours utiles, voici quelques indications pratiques :

1° Transformateurs 25 à 100 kHz. — Si l'on ne peut se procurer de tels transformateurs, on utilise des transformateurs à air 450 à 500 kHz, et on remplace les bobinages soit par des nids d'abeilles de valeur voulue, soit par de simples enroulements bobinés en vrac avec du fil 15/100 à 20/100 de mm, deux couches soie.

2° Transformateurs 450 à 500 kHz. — Sans hésitation ces transformateurs seront achetés dans le commerce. Le modèle pour la liaison détection diode est à couplage plus serré que celui de liaison entre le mélangeur et le premier étage MF. On augmentera la sélectivité en utilisant ce dernier avant la détection diode.

Si l'on veut augmenter l'écartement entre les deux enroulements (augmentation de la sélectivité) il est souvent difficile de décoller le bobinage à déplacer. Chauffer à l'aide d'une lampe à rayons infra-rouges, et en quelques secondes le bobinage se décollera.

Ne pas trop rapprocher les enroulements des extrémités du blindage, ce qui provoquerait des pertes sensibles. Les maintenir à une distance égale au moins au diamètre de la bobine.

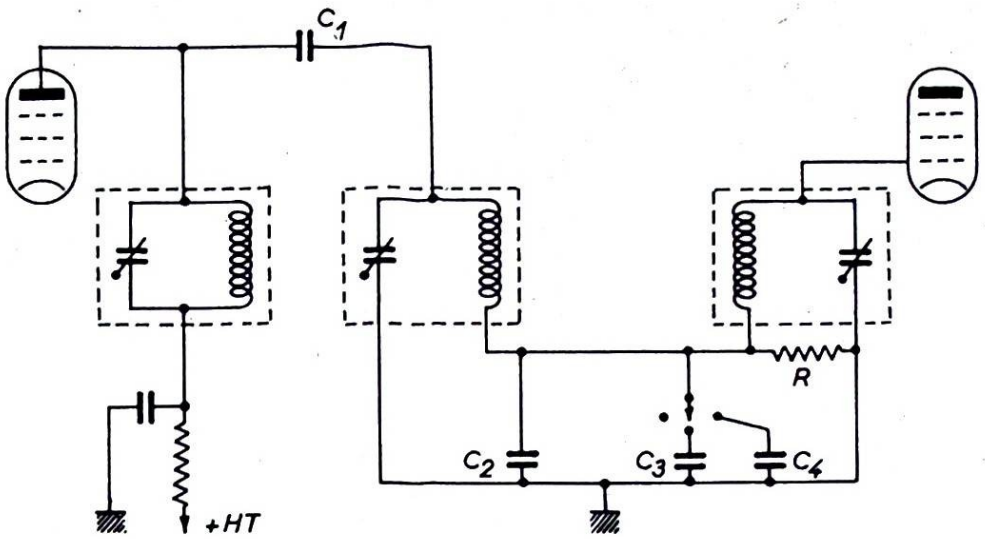


Figure 9

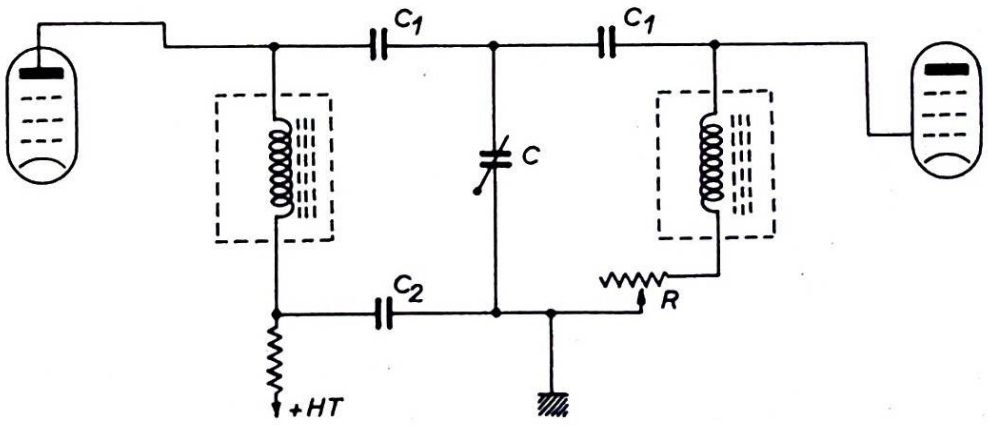


Figure 10

Pour certains transformateurs MF on modifie la sélectivité en inversant les connexions de l'un des enroulements.

3° *Transformateurs 1600 kHz.* — Un premier procédé consiste à prendre des transformateurs MF standards 455 kHz et à enlever un certain nombre de spires, en contrôlant l'accord avec un « grid-dip ». Il y aura lieu de retoucher le couplage entre les deux bobines ; le degré de couplage dépend de la largeur de bande de fréquences à recevoir. Il sera plus serré pour un récepteur téléphonie que pour un récepteur strictement réservé à la télégraphie.

On peut constituer un transformateur 1600 kHz en enroulant 120 spires de fil 15/100 sous soie, en vrac, sur un tube en carton bakélisé diamètre 10 mm, longueur de chaque bobine 10 mm environ. Chaque bobine sera accordée par un trimmer mica provenant de transformateurs 450 à 500 kHz. La distance entre primaire et secondaire sera de l'ordre de 30 à 40 mm. ; cette distance peut être réduite pour le transformateur précédent un tube détecteur diode.

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

4° *Transformateurs 4 MHz.* — Une MF sur 4 MHz (4000 kHz) peut être utile pour les fréquences élevées. Le transformateur est constitué par un tube carton bakélisé, diamètre 10 mm, longueur 60 mm. Le primaire comporte 36 spires en fil 25/100 émaillé, enroulées à spires jointives, longueur de

l'enroulement 12mm. Le secondaire est identique, mais avec seulement 33 spires. La distance entre les deux enroulements est de 13 à 15 mm. ils sont accordés par des condensateurs ajustables 3-30 pF à air de préférence, et logés dans un blindage d'un diamètre minimum de 50 mm.

5° Transformateurs 9 à 11 MHz. — Sur un tube carton bakélisé, ou mieux en trolitul, diamètre 14 mm, longueur 60 mm, enrouler d'abord à spires jointives 19 spires de fil 30/100, émaillé, longueur de l'enroulement 8 mm. Puis à 15 mm un second enroulement identique. Voir figure 11.

Bobiner les enroulements dans le même sens. Sur la figure nous avons indiqué le branchement des fils de sortie, les connexions grille et plaque étant vers l'extérieur. Une légère couche de vernis spécial HF sera passée sur les spires, afin de les maintenir en place.

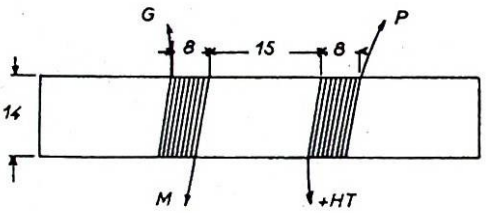


Figure 11

Chaque enroulement est accordé par un condensateur ajustable 3-30 pF. Choisir de préférence le modèle à air, ou le modèle céramique à disque rotatif. La partie mobile de ces condensateurs sera soudée côté masse ou haute tension (côté froid). Les blindages seront des boîtiers carrés, minimum 40 mm de côté.

Si l'on veut réduire la fréquence à une bande comprise entre 6 et 8 MHz, le nombre de spires de chaque enroulement sera porté à 40. On commence à enrouler à spires jointives une quinzaine de spires en commençant par l'extérieur, et les 25 spires restantes seront enroulées en vrac les unes au-dessus des autres du côté intérieur de l'enroulement.

Afin de pouvoir régler facilement le couplage entre primaire et secondaire, il est conseillé d'enrouler l'un d'eux sur un tube en carton léger coulissant sur le tube support principal. Lorsque le couplage convenable sera déterminé une goutte de cire immobilisera l'enroulement mobile. Noter que pour ces fréquences et avec des transformateurs à air, le coefficient de couplage varie rapidement avec la fréquence.

6° Note. — Lorsque l'on modifie un transformateur MF en enlevant des spires, mais sans changer la distance du primaire au secondaire, le couplage augmente avec la fréquence. Il faudra donc augmenter l'écartement des deux bobines (après avoir enlevé les spires) si l'on veut conserver une sélectivité suffisante.

7° Mesure MF. — Pour mesurer la fréquence d'accord d'un enroulement de transformateur MF une méthode pratique consiste dans l'emploi d'un « grid-dip ». On évite l'influence du second enroulement en le désaccordant à l'aide d'une capacité de l'ordre de 500 à 1000 pF. Cette méthode est préférable à celle qui consiste à court-circuiter ce second enroulement.

Modification du couplage d'un transformateur MF. — Signalons une astuce qui permet de modifier simplement le couplage des enroulements d'un transformateur MF. Il suffit de placer entre les deux bobines un morceau de clinquant de cuivre ou laiton. Ce clinquant est relié à la masse et suivant sa surface, on diminuera plus ou moins le couplage. Procédé facile pour augmenter la sélectivité d'un étage d'amplification MF.

F8REF

EMISSIONS EN JANVIER

Jeudis 3 et 17 : 1200 TU sur 7 052 kHz

Vendredis 4 et 18 : 1830 TU sur 14 150 kHz

Vendredis 4 et 18 : 1915 TU sur 3 600 kHz environ

(Premier et troisième jeudi de chaque mois — répétition le lendemain vendredi)

L'OSCILLATEUR haute fréquence

par J. BASTIDE, F8JD

Cet article est le complément de celui paru dans le précédent numéro et qui traitait la partie mélangeur du changement de fréquence en OC.

En séparant l'étude de ces deux fonctions (mélangeur et oscillateur), on saisit mieux de quelle façon on doit agir pour améliorer les performances d'un récepteur existant, ou bien la détermination du schéma d'un futur récepteur.

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 épaisse et rigide pour éviter qu'une pression sur le cadran ne provoque une variation de fréquence. Utiliser un flector pour la liaison mécanique du cadran au condensateur variable. Aucune partie de l'oscillateur ne doit vibrer mécaniquement ; réaliser des connexions courtes et une construction mécanique rigide. Le récepteur devra être insensible aux chocs mécaniques.

Du point de vue thermique, éloigner suffisamment le tube du condensateur variable et des bobinages, afin d'éviter toute transmission de chaleur par rayonnement du tube. La bakélite et les isolants moulés se déforment sous l'effet de la chaleur ; il n'en est pas de même de la stéatite et celle-ci sera utilisée comme isolant dans toute la partie oscillateur H.F. Il va sans dire que les bobinages et condensateur variable seront choisis dans des modèles indéformables.

Du point de vue électrique, la fréquence de l'oscillateur devra être insensible aux variations de tension alimentation. La tension anodique appliquée à la plaque du tube oscillateur sera aussi réduite que possible, en tenant compte de la puissance H.F. qu'il doit délivrer, de façon à diminuer l'échauffement du tube.

Le circuit oscillant ne souffre pas la médiocrité. Le cœfficient Q doit être le plus élevé possible, condition primordiale. Il ne faut pas croire que la mauvaise qualité du bobinage peut être compensée par la résistance négative du tube (amortissement inadmissible dans ce cas).

Les harmoniques devront être réduits au maximum 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. Attention aux condensateurs fixes que l'on peut être appelé à brancher en parallèle sur le condensateur variable ; ils doivent être absolument invariables. Il faut que la capacité de la grille par rapport à la masse soit négligeable devant la capacité résiduelle du circuit d'accord.

La réaction ne sera ni trop forte, ce qui augmente le taux d'harmoniques et provoque de nombreux sifflements, ni trop faible car alors la puissance H.F. de sortie sera insuffisante. Ce réglage de la réaction sera d'autant plus délicat que le rapport L/C sera plus élevé. Noter que la stabilité sera d'autant plus grande que le taux de réaction sera réduit (sous la réserve de puissance ci-dessus).

Enfin il est très intéressant de stabiliser la tension plaque par un tube régulateur à gaz, mais il ne faut pas croire que cela suffit pour stabiliser la fréquence d'oscillation (loin de là). Ce procédé n'exclut nullement le respect des remarques précédentes.

Il se produit toujours un glissement de fréquence lorsque l'on met le récepteur en route. C'est inévitable en raison de l'échauffement. La stabilisation doit se produire au maximum au bout de vingt à trente minutes.

Oscillateur à couplage électronique. — C'est l'oscillateur E.C.O. 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 penthode, dont la grille suppressor est à un potentiel H.F. nul et se comporte comme un écran parfait.

Le tube à grille écran (tétrode) convient mal, la grille écran jouant le rôle de grille accélératrice et non d'écran H.F..

Il faut donc utiliser un tube penthode, avec le suppressor relié directement à la masse (par une connexion large et courte) et non à la cathode, comme cela est parfois indiqué.

La stabilité de l'oscillation dépend de l'emplacement de la prise de cathode. On ne peut faire cette prise au hasard, en tenant compte des descriptions. Après avoir déterminé « grosso-modo » cette prise, on la déplace par fraction de spire en faisant varier la tension anodique et on contrôle la dérive de fréquence. Il est un point pour lequel cette dérive est minimum ; c'est le point convenable de la prise de cathode.

Il est obligatoire d'alimenter l'oscillateur avec une tension anodique stabilisée par tube à gaz.

Le schéma de l'oscillateur E.C.O. est donné figure 1. La tension d'oscillation peut être prise en trois points : X, Y ou Z.

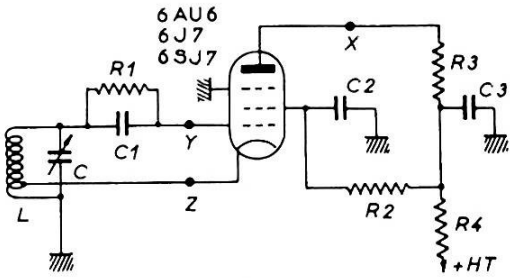


FIGURE 1

C1 = 100 pF
C2 = C3 = 0,01 à 0,1 µF
R1 = R2 = 50 000 Ω
R3 = 25 000 Ω
R4 = 2 000 Ω

En prenant cette tension au point X (la connexion se fait directement à la broche plaque du support du tube), on réduit le pulling puisque l'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'E.C.O. puisque l'on perd le bénéfice du couplage électronique. Dans ce cas la résistance plaque R_3 est supprimée.

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

L'oscillateur E.C.O. 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, la cathode n'est pas à la masse ; elle se trouve à un certain potentiel H.F. ce qui provoque (aux fréquences supérieures à 14 MHz) un ronflement dû à l'induction du filament pour les tubes à chauffage 6,3 V et au-dessus. Ce ronflement n'est pas gênant avec les tubes 2,5 V et à chauffage direct. De plus l'onde émise est chargée d'harmoniques, d'où apparition de fréquences parasites (que l'on peut confondre avec des fréquences images).

Tout type de penthode H.F. à pente fixe convient, avec bien entendu préférence pour les tubes modernes donnant un meilleur rendement aux fréquences élevées. La grille suppressor doit être accessible séparément.

Oscillateur triode E.C.O. — Nous venons de voir que l'oscillateur à couplage électronique E.C.O. devait être monté avec un tube penthode dont la grille suppressor est accessible et mise directement à la masse. Néanmoins on peut adopter le montage ci-après (fig. 2) qui donne une stabilité satisfaisante.

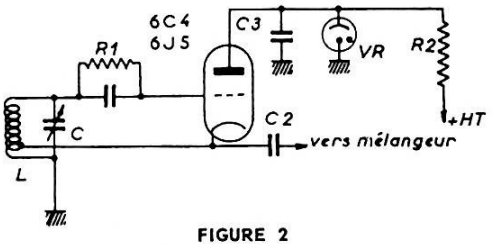


FIGURE 2

C1 = 100 pF
C2 = 10 pF
C3 = 0,01 à 0,1 µF
R1 = 22 000 Ω
R2 = 5 000 Ω 2 W
VR = tube régulateur de tension

La plaque est mise à la masse du point de vue potentiel H.F. par le condensateur C_3 de 0,1 µF (qui sera efficacement doublé par un condensateur mica ou céramique de 1 000 à 2 000 pF).

La tension d'oscillation est prise sur la cathode. Même observation au sujet du ronflement que pour le tube penthode.

La tension plaque est stabilisée par un tube régulateur à gaz, type OA2 par exemple, qui donne une tension de 150 V. On peut aussi prendre un régulateur type 0B2, donnant une tension régulée de 105 V.

Oscillateur triode classique. — Lorsqu'il est bien utilisé, ce montage est préférable à l'oscillateur E.C.O., car il donne facile-

ment une certaine puissance, même aux fréquences élevées. La cathode étant directement reliée à la masse, il n'y a pas à craindre de ronflements. Il est toutefois plus sensible que l'E.C.O. aux variations de tension anodique. Mais on dispose de plusieurs moyens pour corriger cet inconvénient, comme nous le verrons par la suite.

La tension appliquée à la plaque devra être réduite à la valeur minimum compatible avec la puissance nécessaire au tube mélangeur. Cette réduction diminue les chances de glissement de fréquence, en diminuant l'échauffement du tube.

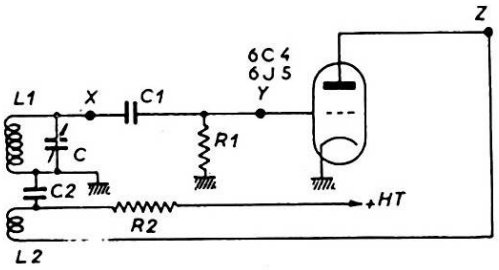


FIGURE 3

C1 = 100 pF
C2 = 0,01 à 0,1 µF
R1 = 50 000 Ω
R2 = 10 000 à 25 000 Ω

Le schéma type de l'oscillateur triode classique est celui à circuit grille accordé, suivant figure 3. C'est celui qui donne les meilleurs résultats en ondes courtes. L'alimentation du circuit plaque (enroulement de réaction) se fait en série.

La résistance R_2 (circuit plaque) a une valeur comprise entre 10 000 et 25 000 ohms. Elle sert d'une part de découplage, d'autre part règle la tension plaque du tube et améliore la stabilisation de la tension d'alimentation.

La tension H.F. d'injection est prise de préférence au point X sur le circuit oscillant de grille. On peut également la prendre aux autres points Y ou Z.

Les deux bobines L_1 ou L_2 sont placées sur un même mandrin cylindrique, à la suite l'une de l'autre, et enroulées dans le même sens. Les entrées et sorties des enroulements correspondent exactement au schéma de la figure 5.03. La distance entre les deux bobines est de quelques millimètres.

Le seul point délicat est le nombre de spires de la bobine plaque L_2. Voici comment l'on procède pour la mise au point. On commence les essais avec un nombre de spires égal au tiers environ de celui de la bobine accordée de grille L_1. On insère un milliampèremètre entre la résistance R_1 de grille et la masse ; l'intensité doit être de l'ordre de 0,3 à 0,5 mA et doit rester pratiquement constante pour toute la gamme d'accord du bobinage grille L_1. On modifiera en conséquence le nombre de spires de la bobine plaque pour arriver à ce résultat.

Rappelons que si la bobine L_1 du circuit d'accord est à spires jointives ou non jointives suivant la gamme de fréquence, la bobine L_2 de réaction doit toujours être à spires jointives, quelle que soit la fréquence, et en fil fin (3/10 est un bon diamètre), isolement deux couches soie de préférence.

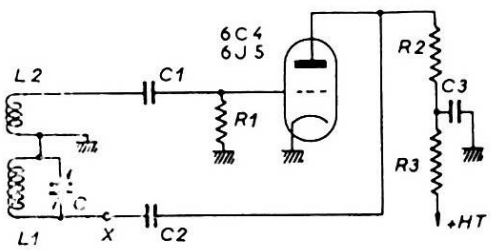


FIGURE 4

C1 = C2 = 100 pF
C3 = 10 000 pF
R1 = 50 000 Ω 0,5 W
R2 = 10 000 à 25 000 Ω 1 W
R3 = 2 200 Ω 0,5 W

Examinons les autres montages de l'oscillateur triode avec bobine de réaction. Figure 4 le schéma avec circuit plaque accordé et alimentation anodique 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.

Le montage de la figure 5 est un oscillateur à circuit plaque accordé et alimentation série. Le condensateur fixe C_1 est (du point de vue H.F.) en série avec le condensateur variable d'accord ; il devra être non inductif, invariable en capacité, non hygrométrique, toutes choses souvent bien difficiles à réunir. De plus les connexions de ce condensateur C_1 devront être très courtes et iront directement de la bobine au rotor du condensateur variable.

Cette dernière condition est très gênante aux fréquences élevées. Des pertes H.F. importantes en résultent et en définitive ce montage n'est pas à conseiller en ondes courtes.

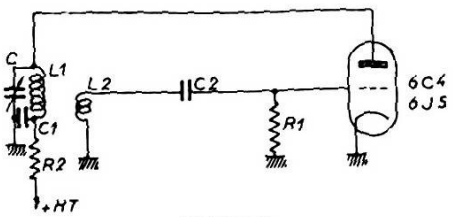


FIGURE 5

C1 = 1 000 à 10 000 pF
C2 = 100 pF
R1 = 25 000 Ω 0,5 W
R2 = 1 000 Ω 1 W

Pour tous ces montages, les tubes à utiliser seront des triodes à forte pente (2 mA/V et au-dessus) qui oscillent d'une manière très stable et sans difficulté aux fréquences élevées. Les anciens types 56, 76, 6C5, 6J5 sont encore convenables, mais il est préférable d'adopter les modèles récents 6C4 et autres.

Oscillateur H.F. avec tube de couplage. — Comme nous l'avons vu le pulling est dû à l'influence du réglage du circuit d'accord grille du modulateur sur le circuit oscillant de l'oscillateur H.F. Il y a entraînement de la fréquence de l'oscillateur.

Si on interpose un « écran » entre les deux fonctions (ou les deux tubes) de façon à supprimer la réaction du modulateur sur l'oscillateur, on éliminera le pulling.

Le tube de couplage, dit « cathode follower » permet de résoudre ce problème. Il s'applique à tous les types d'oscillateurs, qu'ils soient H.F., M.F. ou B.F. Il agit comme « tampon » et sans amplification.

Etant donné l'intérêt que présente ce genre de montage, nous donnons ci-après son application à différents types d'oscillateurs. Les nouveaux tubes double-triodes facilitent cette réalisation.

Figure 6 le schéma d'un oscillateur E.C.O. à couplage cathodique (triode de gauche) avec prise de la tension H.F. sur la cathode. Le tube cathode follower (triode de droite) est couplé à l'oscillateur par le condensateur C_4. La tension d'injection H.F. au tube mélangeur est prise sur la cathode du tube de couplage. Les deux condensateurs de découplage plaque C_2 et C_3 sont soudés directement aux broches plaque de chacun des deux tubes triode, et aboutissent séparément au point de masse particulier à chaque tube.

Si l'oscillateur H.F. est du type Hartley, à circuit grille accordé et alimentation plaque série, nous avons le montage de la figure 7. Nous retrouvons le même tobe de couplage à cathode follower.

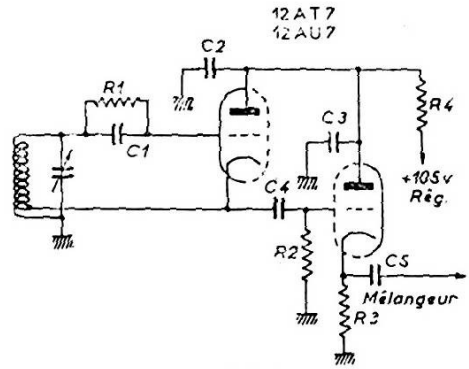


FIGURE 6

C1 = 100 pF mica
C2 = C3 = 3 000 pF mica
C4 = 50 pF mica
C5 = 1 000 pF mica
R1 = R2 = 50 000 Ω 0,5 W
R3 = 1 500 Ω 1 W
R4 = 5 000 Ω 1 W

Avec le même oscillateur, mais alimentation plaque en dérivation, le schéma est celui de la figure 8.

Figure 9 oscillateur avec bobine d'entretien dans la cathode de l'oscillateur. La liaison au tube de couplage est directe, ce qui supprime le glissement de fréquence dû au condensateur de couplage entre les deux triodes des montages précédents. Ce glissement de fréquence n'apparaît d'ailleurs que si le condensateur précité est défectueux. Mais il y a tendance au ronflement de cathode.

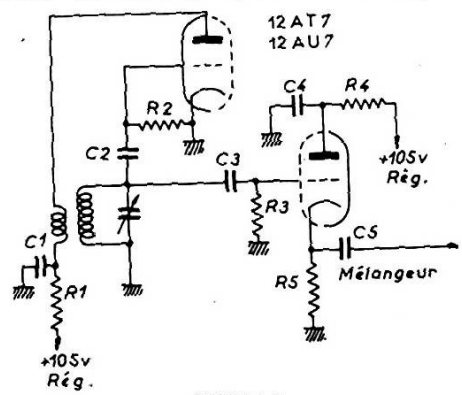


FIGURE 7

C1 = C4 = 3 000 Ω mica
C2 = 100 pF mica
C3 = 50 pF mica
C5 = 1 000 pF mica
R1 = 10 000 Ω 1 W
R2 = R3 = 50 000 Ω 0,5 W
R4 = 5 000 Ω 1 W
R5 = 1 000 Ω 1 W

469

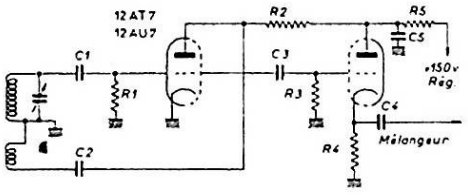


FIGURE 8

C1 = C3 = C4 = 47 pF
C2 = 470 pF
R1 = 22 000 Ω 0,5 W
R2 = 10 000 Ω 1 W
R3 = 0,1 MΩ 0,5 W
R4 = 1 000 Ω 1 W
R5 = 2 200 Ω 0,5 W

Dans ces quatre montages des oscillations V.H.F. parasites (à très haute fréquence) peuvent se produire. On les supprime en insérant des résistances non inductives (50 ohms, 1/2 watt miniature) soudées directement aux cosses grille et plaque des tubes.

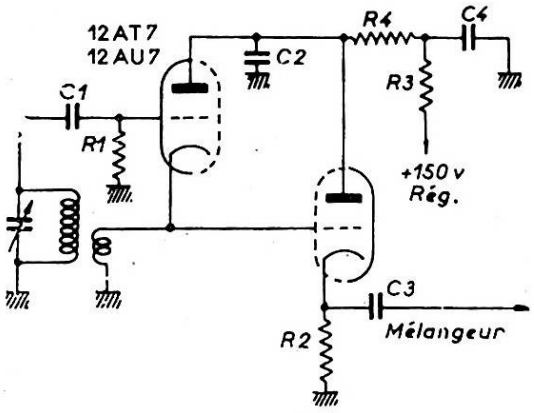


FIGURE 9

C1 = 100 pF
C2 = C3 = 1 000 pF
C4 = 10 000 pF
R1 = 22 000 Ω 0,5 W
R2 = 1 000 Ω 1 W
R3 = R4 = 2 200 Ω 1 W

On peut constater également des oscillations de super-réaction. Elles se produisent si les résistances grilles ont une valeur trop élevée, ou encore (chose fréquente) avec des tubes mal vidés.

Tubes à utiliser pour ces quatre schémas : 12AT7 (ECC81), 12AU7 (ECC82). Ils sont nettement préférables, pour les ondes courtes, aux types 6SN7 ou 6F8.

Oscillateur transitron. — Cet oscillateur a des adeptes, en raison de sa stabilité obtenue sans difficulté. Le schéma est donné figure 10.

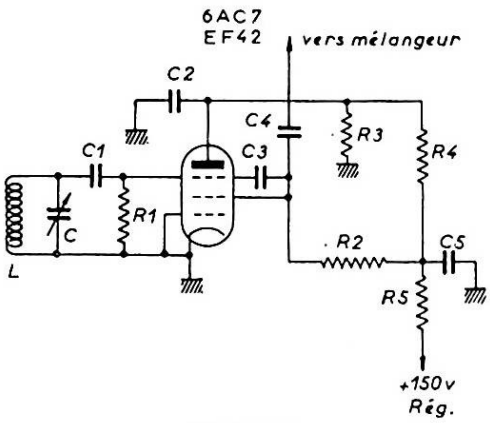


FIGURE 10

C1 = 100 pF
C2 = C5 = 5 000 à 10 000 pF
C3 = 50 pF
C4 = 5 pF
R1 = 50 000 Ω 0,5 W
R2 = 50 000 Ω 1 W
R2 = 50 000 Ω 1 W
R3 = 20 000 Ω 1 W
R4 = 10 000 Ω 1 W
25 = 2 200 Ω 1 W

Le tube doit être à forte pente et la grille suppressor accessible. La grille d'entrée est réunie directement à la cathode, et cette dernière à la masse par une connexion courte et de forte section (ou plus exactement de grande surface afin d'offrir une très faible résistance aux courants H.F.)

Tubes à utiliser : 6AC7, 1851, EF50, EF51, EF42. Ce sont des penthodes à forte pente et dont le suppressor est indépendant de la cathode. Il est nécessaire de faire un choix parmi plusieurs tubes de même type. Cela provient du fait qu'ils n'ont pas été calculés pour ce fonctionnement très particulier, et certains provenant pourtant d'une même série de fabrication, oscillent mal.

En raison de la capacité d'entrée relativement élevée de la grille suppressor, l'oscillateur transitron est adopté de préférence pour les fréquences inférieures à 25 MHz.

Oscillateur Colpitts. — Cet oscillateur permet l'utilisation d'une bobine sans prise intermédiaire sur l'enroulement, ce qui est un avantage pour la commutation. De plus il n'y a pas de haute tension sur cette bobine. On a une très bonne stabilité de fréquence, sous réserve de constituer le circuit oscillant avec des éléments stables, en particulier les condensateurs fixes C_1 et C_2 (modèle en mica argenté).

Nous donnons deux schémas sur ce principe. Le premier, figure 11, utilise un tube triode (6C4 par exemple) ou l'élément triode

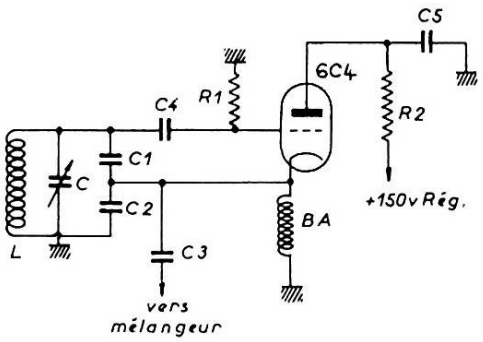


FIGURE 11

C1 = 330 pF
C2 = 150 pF
C3 = (voir texte)
C4 = 100 pF
C5 = 0,01 µF
R1 = 50 000 Ω 0,5 W
R2 = 1 000 Ω 1 W
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH

d'un tube double. La plaque du tube est mise au potentiel H.F. nul (masse) par le condensateur C_5 de 10 nF. La tension H.F. d'oscillation est prise sur la cathode et appliquée au tube mélangeur par un condensateur C_3 de très faible capacité, de préférence ajustable type trimmer 0,3 à 3 pF.

La tension plaque doit être stabilisée par tube régulateur à gaz. La tension sur la plaque sera de l'ordre de 100 Volts et la résistance R_2 choisie en conséquence.

Ce montage convient particulièrement pour constituer un oscillateur de battements M.F. (B.F.O.) Dans ce cas les condensateurs C_1 et C_2 auront une capacité de 200 à 300 pF ; la valeur respective de ces capacités influe sur le taux de réaction, ce qui permet de régler ce dernier en jouant sur la capacité de l'un des condensateurs. Le condensateur de plaque C_5 sera porté à 100 nF et le condensateur de couplage C_3 à 500 ou 1.000 pF.

Second schéma figure 12 avec tube penthode. Nous retrouvons le même oscillateur Colpitts, mais ici la tension d'oscillation H.F. est prise sur la plaque et de ce fait celle-ci ne sera plus découplée à la masse. Ce que nous avons dit pour le montage précédent s'applique au tube penthode.

Autres oscillateurs. — Il existe d'autres types d'oscillateurs jouissant d'une excellente stabilité, mais qui ne présentent pas d'intérêt pour le cas qui nous occupe.

L'oscillateur Clapp est d'une application difficile pour l'accord en commande unique.

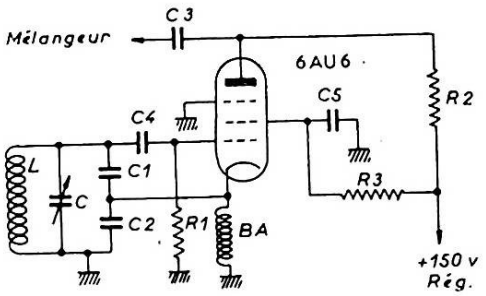


FIGURE 12

C1 = C2 = 47 pF céramique
C3 = 2 à 5 pF céramique
C4 = 100 pF mica
C5 = 5 000 pF mica
R1 = 25 000 Ω 0,5 W
R2 = 10 000 Ω 1 W
R 3 = 4 500 Ω 1 W
BA = bobine d'arrêt 1 mH

On l'utilise dans certains montages d'oscillateurs M.F. pour la détection par modulation.

L'oscillateur Franklin s'accorde mal pour les fréquences élevées. Ce qui l'élimine de ce fait pour les récepteurs.

Oscillateur quartz. — Cet oscillateur est d'une stabilité parfaite. En réception nous le trouvons dans plusieurs fonctions :

— adaptateurs (ou convertisseurs) ;

— oscillateurs pour second changement de fréquence ;

— filtre à quartz pour moyenne fréquence ;

— oscillateurs d'étalonnage.

Ces deux dernières utilisations ont été étudiées dans les articles précédents. Occupons-nous des deux premières, les montages étant les mêmes dans les deux cas, seule la fréquence du quartz est différente.

1° OSCILLATEUR TRIODE. — C'est le plus simple. On voit, figure 13, le quartz inséré entre grille et plaque, Le condensateur C_1 est uniquement destiné à éviter d'appliquer la haute tension aux bornes du quartz. Ce montage est équivalent à l'oscillateur Colpitts.

Le condensateur C_4 de couplage au tube mélangeur est de très faible capacité, comme pour les oscillateurs précédents à fréquence variable. Valeur comprise entre 2 et 10 pF.

Les deux condensateurs C_2 et C_3 montés en dérivation sur la grille et sur la plaque facilitent l'oscillation. Suivant la « nervosité » du quartz on peut être amené à modifier leur valeur ou même à les supprimer.

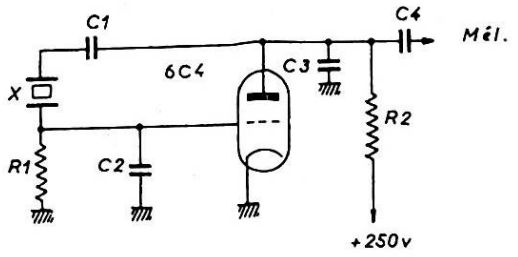


FIGURE 13

C1 = 1 000 pF mica
C2 = C3 = 10 pF céramique
C4 (voir texte)
R1 = 56 000 Ω 0,5 W
R2 = 35 000 Ω 1 W
X = quartz

Il est inutile de stabiliser la tension anodique, dont les variations n'ont aucune influence sur la fréquence du quartz. La résistance R2 fixe la tension sur la plaque du tube et par conséquent la puissance délivrée par l'oscillateur. Une centaine de volts convient avec les tubes triodes courants 6C4, 6C5, etc. (et triodes de tubes doubles).

2° OSCILLATEUR PENTHODE. — L'oscillateur triode quartz répond à la majorité des cas. Toutefois nous présentons un oscillateur à tube penthode, dont on peut régler la puissance grâce au potentiomètre R4 qui agit sur la tension écran. Schéma figure 14, avec tube 6AU6.

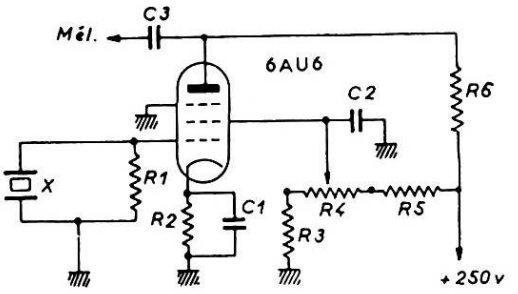


FIGURE 14

C1 = C2 = 1 000 pF mica
C3 (voir texte)
X = quartz
R1 = 56 000 Ω 0,5 W
R2 = 470 Ω 1 W
R3 = 10 000 Ω 2 W
R4 = potentiomètre 20 000 Ω bobiné
R5 = 5 000 Ω 2 W
R6 = 0,1 MΩ 1 W

Les résistances fixes R3 et R5 en série avec le potentiomètre bobiné R4 sont destinées à limiter la variation du réglage de la tension écran. Leur valeur pourra être modifiée suivant les cas.

LA TÉLÉVISION D'AMATEUR

Voir précédent numéro.

par Jean BILLIET F8CN

C — TELECINEMA

Les amateurs qui seraient tentés d'en faire devront disposer d'une caméra vidicon et d'un dérouleur cinématographique.

Le principe est de projeter le film, à l'aide d'un dérouleur sur le tube de prise de vue choisi, figure 1, le vidicon est évidemment la solution la plus simple, ce tube n'exigeant aucun synchronisme du dérouleur avec la fréquence image, le vidicon ayant une mémoire suffisante pour éviter la bande due au temps d'obturation, une petite astuce : pour projeter une image dans un rapport 1 ou moins de 1 il faut deux objectifs en série travaillant chacun sur l'infini.

La lampe du projecteur n'aura pas besoin d'être très puissante, 100 W conviendront très bien, de plus il faudra rendre l'éclairement variable en insérant un rhéostat dans son alimentation.

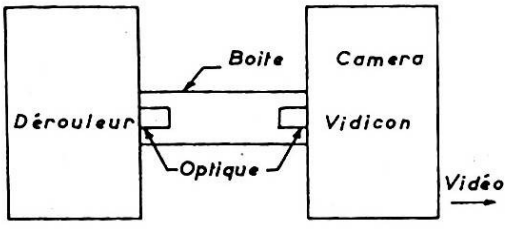


Figure 1

— Dans notre prochain article nous commencerons l'étude des balayages, relaxateur et bases de temps.

Le Changement de Fréquence en O.C.

par J. BASTIDE F8JD

Nous continuons l'étude des différentes parties constituant un récepteur de trafic ondes courtes, en montrant les avantages et les inconvénients des montages que l'on rencontre habituellement. On remarquera que l'auteur reprend parfois d'anciens schémas, équipés d'anciens tubes et qui donnent toujours de bons résultats.

Dans cette série d'articles ont déjà paru :

— Base d'un récepteur de trafic OC, février 1961.
— Bobinages HF pour récepteurs OC, novembre 1961.
— Circuits d'antenne pour récepteurs OC, décembre 1961.
— L'amplificateur HF en OC, août 1962.
— L'amplificateur MF, novembre et décembre 1962.
— Les transformateurs MF, janvier 1963.

Ci-après, nos lecteurs trouveront une étude sur le changement de fréquence en OC : d'abord le mélangeur et, dans nos prochains numéros, l'oscillateur.

Tubes mélangeurs. — Les premiers récepteurs superhétérodynes utilisaient uniquement des tubes triodes pour le changement de fréquence. Simplement parce que les tubes à plusieurs grilles n'étaient pas encore inventés.

L'apparition des tubes à grille écran, puis des penthodes, permit d'améliorer sensiblement le rendement. Mais ces tubes nécessitent, pour un fonctionnement correct en série industrielle, l'utilisation d'un second tube (triode ou penthode) oscillateur.

Dans le but de supprimer (par simplification) ce tube oscillateur supplémentaire, on créa des tubes multiples : hexode, heptode, octode, qui combinent à la fois la fonction mélangeur et la fonction oscillateur. De plus leur pente de conversion était supérieure à celle des penthodes (ancien modèle) précédentes. Ces tubes multiples conviennent parfaitement pour les fréquences inférieures à 3 MHz. Le montage est simple, il n'y a pas de couplage critique des circuits, et ces tubes sont moins sensibles au glissement de fréquence. Ce dernier était le point faible reproché aux premiers montages par tubes penthodes ; actuellement on sait pallier cet inconvénient.

Des progrès importants ont été apportés aux penthodes modernes. En particulier nous avons des penthodes à pente élevée, incomparablement supérieures à celle des anciens types, ce qui permet de les utiliser en étage mélangeur avec une pente de conversion au moins double (et plus) de celle des heptodes et des octodes. Cet avantage est surtout très sensible en ondes courtes.

Il en résulte un point très important : augmentation du rapport signal sur bruit de fond (ou souffle). Ce point est capital dans les récepteurs qui nous intéressent, prévus pour le trafic.

L'étage changeur de fréquence doit présenter deux qualités :

— l'absence de souffle,

— une pente de conversion élevée.

Nous passerons en revue les différents montages de tubes mélangeurs, classés suivant leur nombre de grilles. Ancienne technique et nouvelle technique permettront de juger les perfectionnement apportés ces dernières années. Ce qui nous permettra de souligner les raisons de certains échecs.

Tension d'injection au tube mélangeur. —

Le rendement de conversion du mélangeur est le rapport de la tension M.F. de sortie (circuit plaque) à la tension du signal H.F. appliquée à la grille d'entrée. Une pente de conversion élevée est indispensable.

La pente de conversion d'un tube mélangeur est fonction de plusieurs facteurs, l'un des principaux étant l'amplitude de la tension d'injection provenant de l'oscillateur.

Rappelons qu'en mélangeur un tube a une pente trois à quatre fois plus faible que lorsqu'il fonctionne en amplificateur H.F. ou M.F. Pour obtenir le gain maximum de conversion,

il faut que cette tension d'injection ait une valeur suffisante, ce qui est souvent difficile à obtenir aux fréquences élevées.

Dans le cas d'un tube mélangeur penthode, l'injection sur la grille écran ou sur la grille suppressor demande une tension oscillation 4 à 5 fois plus élevée que celle nécessaire sur la grille de contrôle. Indication à retenir suivant le type de récepteur que l'on a à réaliser.

On ne doit pas régler le taux d'injection en écoutant une station quelconque. Ce réglage se fait sur un parasite produit à l'aide d'un moteur à collecteur (ventilateur, sèche-cheveux, etc.) ou d'un buzzer, placés dans une pièce voisine, afin de supprimer toute audition directe. On a ainsi une émission très amortie et d'amplitude constante. A l'écoute on fait varier le taux d'injection au tube mélangeur et on le règle au maximum (assez flou) du bruit parasite.

Un appareil, plus évolué, est le « générateur de bruit » qui permet en outre de mesurer l'impédance d'entrée, la linéarité de la détection, le couplage optimum d'antenne.

Antifading. — Dans les récepteurs ondes courtes il ne faut pas faire agir l'antifading sur l'étage mélangeur, afin de toujours lui conserver sa pente maximum. On dispose par ailleurs de plusieurs étages H.F. et M.F., ce qui permet d'avoir une action efficace en agissant uniquement sur ces étages. Il est même préférable de ne pas avoir d'antifading sur les étages H.F.

Tube mélangeur triode. — Le tube triode ne peut être utilisé en mélangeur que pour les fréquences élevées, supérieures à 20 MHz. Il en est d'ailleurs de même pour l'amplification HF.

Il ne permet pas d'attaquer directement un transformateur M.F. normal dans les types 450 à 500 kHz ou 1600 kHz, car sa très faible résistance dynamique interne amortit considérablement le primaire de ces transformateurs. Il est particulièrement adapté pour la réalisation de convertisseurs (ou adaptateurs) 20 MHz et au-dessus ; la sortie se fait alors sur une M.F. de l'ordre de 3 à 20 MHz (cette dernière M.F. pour des fréquences signal supérieures à 50 MHz).

Trois modes d'injection pour la tension H.F. provenant de l'oscillateur local : sur la grille, sur la cathode et enfin par couplage magnétique entre la bobine de l'oscillateur et celle du circuit du tube mélangeur.

1° INJECTION SUR LA GRILLE. — Deux modes classiques : l'un avec tube mélangeur polarisé par résistance cathodique, l'autre avec cathode réunie directement à la masse.

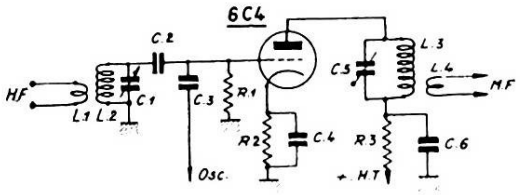


Figure 1

C2 = 100 pF R1 = 1 MΩ
C6 = 5 à 10 nF R3 = 1 à 5 kΩ
autres valeurs : voir texte

a) Figure 1 : le premier montage. — La résistance de cathode R_2 doit être élevée, car il est nécessaire d'avoir une forte polarisation. Le changement de fréquence se fait par multiplication. On a un faible amortissement du circuit de grille, et la pente de conversion est faible.

La résistance R_2 de cathode aura une valeur de l'ordre de 5 000 à 10 000 ohms, suivant le type de tube utilisé (puissance de dissipation 1 watt minimum). Le condensateur C_4 de découplage 1 000 à 5 000 pF.

La tension H.F. de l'oscillateur est injectée dans la grille du tube mélangeur par l'intermédiaire du condensateur C_3 de très faible capacité (quelques pF).

Le circuit grille L_2 C_1 est accordé sur la fréquence signal, et le circuit plaque L_3 C_5 sur la moyenne fréquence. Ces deux fréquences étant différentes, il ne peut y avoir d'auto-oscillation.

Ne pas omettre le condensateur C_6 et la résistance R_3 qui découplent le circuit plaque de l'alimentation anodique.

Le circuit plaque L_3 C_5 est accordé sur la M.F. Figure 1 nous avons représenté une bobine de couplage L_4 avec l'amplificateur M.F. qui suit, si ce dernier est séparé du tube changeur de fréquence (cas d'un convertisseur ou adaptateur). Cette bobine L_4 est à faible impédance et ne comporte que quelques spires (2 à 4 spires jointives) placées côté + H.T. de la bobine L_3 (côté « froid »). Si la M.F. est montée sur le même châssis, il est préférable d'utiliser un transformateur M.F. classique à primaire et secondaire accordés ; ou encore de faire le couplage par condensateur (capacité 100 pF) entre le côté plaque de la bobine L_3 et la grille du tube M.F. Dans ce dernier cas, la bobine de couplage L_4 est supprimée.

Le circuit plaque accordé est utilisé pour une sortie M.F. à fréquence fixe, donc avec un oscillateur H.F. à fréquence variable.

Dans le cas d'un oscillateur H.F. à quartz (fréquence fixe) le circuit plaque du mélangeur est constitué par une bobine à noyau magnétique amortie par une résistance fixe (10 000 ohms par exemple) montée en parallèle. La figure 4.02 donne le montage correspondant du circuit plaque.

On peut également adopter une bobine d'arrêt à la place de la bobine à noyau magnétique (mais sans résistance dans ce cas). Toutefois la résistance interne plaque du tube mélangeur est beaucoup plus élevée que l'impédance de charge, et on a une perte nette de la sensibilité.

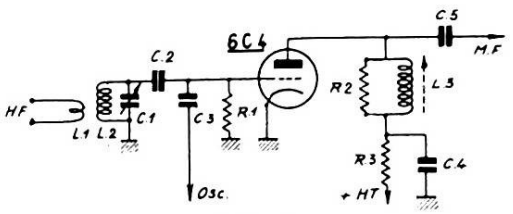


Figure 2

b) Le second montage, avec cathode à la masse, est donné figure 2. La pente de conversion est maximum, mais le circuit de grille est amorti par l'effet diode de la grille.

Dans cette figure 2, nous représentons le circuit plaque avec bobine à noyau magnétique amorti par la résistance R2 (circuit à large bande passante). Mais on peut tout aussi bien adopter le circuit accordé L3 C3 de la figure 1 avec les variantes précitées.

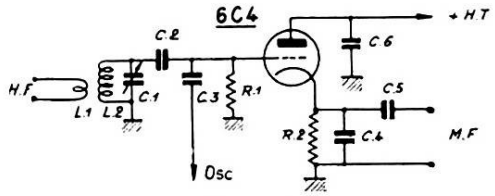


Figure 3

c) Un troisième montage, peu utilisé, mais intéressant, est celui qui consiste à prendre la sortie M.F. du mélangeur sur le circuit de cathode (cathode follower) suivant la figure 3. Il présente l'avantage d'une impédance d'entrée élevée, d'où bonne amélioration du rapport signal-sur-image, également du gain, car le circuit n'est pas chargé.

La sortie est à faible impédance, sans la nécessité d'un circuit de bobinages auxiliaires. Nous n'avons pas d'accord du circuit plaque, donc pas de difficulté pour l'adoption d'un oscillateur à quartz (fréquence fixe). La résistance de cathode R2 aura une valeur de l'ordre de 2 000 à 5 000 ohms ; le condensateur de liaison C5 est de 100 pF et celui de découplage C4 de 500 à 1 000 pF. Le condensateur C6 de découplage du circuit plaque sera soudé tout près de la broche plaque du support du tube ; il dérive à la masse la composante H.F. (capacité 5 000 pF). Tous ces condensateurs type céramique ou type mica.

2° INJECTION DANS LA CATHODE. — L'injection dans la cathode se fait à l'aide de quelques spires couplées au côté « froid » du circuit oscillant de l'oscillateur local. Figure 4.

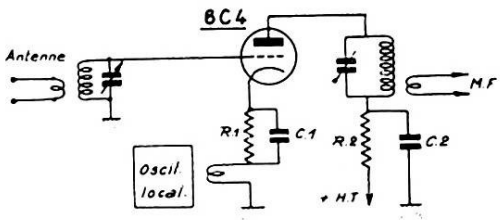


Figure 4

C1 = C2 = 0,01 µF mica
R1 = 5000 Ω 1 W
R2 = 1000 Ω 1 W

Ce montage donne une meilleure indépendance des fonctions, ce qui est un sérieux avantage sur l'injection grille. Mêmes variantes pour le circuit plaque que précédemment.

3° INJECTION PAR COUPLAGE MAGNETIQUE. — Pour les fréquences élevées, supérieures à 50 MHz, il est intéressant de faire l'injection de la tension H.F. (dans le circuit grille) par couplage magnétique de la bobine oscillateur à celle du circuit grille mélangeur, à l'aide de deux petites bobines auxiliaires (appelées « link » par les Anglo-Saxons).

Tube mélangeur penthode. — Les tubes penthodes modernes (à forte pente) permettent leur utilisation en mélangeur, avec un souffle réduit. L'oscillation H.F. est produite par un tube séparé et l'injection peut se faire de quatre façons différentes.

Notons en passant qu'une penthode H.F. peut être utilisée à la fois en oscillateur et en mélangeur. L'oscillation est alors obtenue par un montage Colpitts ou Hartley, entre les grilles G1 et G2. Mais il en résulte une très faible impédance d'entrée qui amortit considérablement le circuit d'accord grille. De plus, le pulling est sensible. Aussi ce montage n'est pratiquement pas utilisé.

1° INJECTION DANS LA GRILLE D'ENTREE. — Schéma figure 5. La penthode est du type

à pente fixe et fonctionne en détection plaque. L'oscillateur H.F. est couplé par une très petite capacité (1 à 3 pF) à la grille G_1 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. Un couplage inductif peut également être utilisé (par link).

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

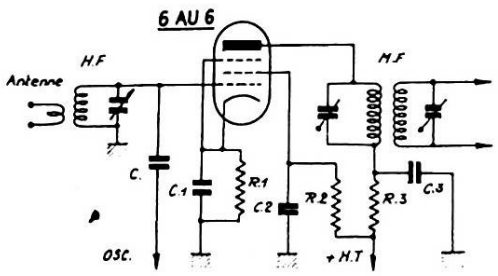


Figure 5

C = 2 à 5 pF
C1 = C2 = C3 = 0,01 µF
R1 = 10.000 Ω 1 W
R2 = 0,1 MΩ 1 W
R3 = 1.000 Ω 1 W

La tension oscillatrice doit être aussi élevée que possible, sans atteindre toutefois la valeur limite précitée. La puissance H.F. de l'oscillateur nécessaire est négligeable, ce qui est un avantage du point de vue de la stabilité de l'oscillateur local. 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.

A titre indicatif, nous ne conseillons pas ce genre d'injection avec un tube type EF80, dont le fonctionnement est alors critique.

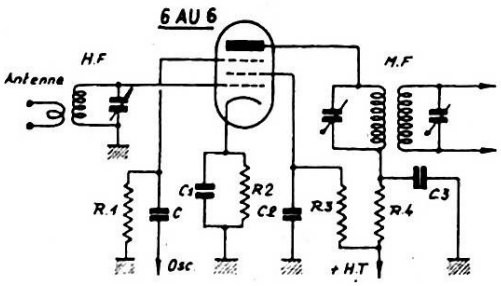


Figure 6

C = 50 à 100 pF mica
C1 = C2 = C3 = 0,01 µF
R1 = 50.000 Ω 1/2 W
R2 = 2.500 Ω 1 W
R3 = 0,1 MΩ 1 W
R4 = 1.000 Ω 1 W
C1 = C2 = C3 = 0,01 µF

2° INJECTION DANS LE SUPPRESSOR. — Schéma figure 6. Mêmes penthodes à pente fixe que précédemment. La résistance R_2 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 du suppressor. Le condensateur C de couplage du suppressor à l'oscillateur a une valeur de 50 à 100 pF, suivant la fréquence.

La tension d'oscillation, plus élevée que dans le cas précédent, n'est pas critique et n'est plus influencée par les caractéristiques du circuit d'accord de grille d'entrée (grâce à la grille écran). La pente de conversion est moins bonne, mais le pulling est moins important car la grille écran agit comme séparateur entre les circuits d'entrée et d'oscillation.

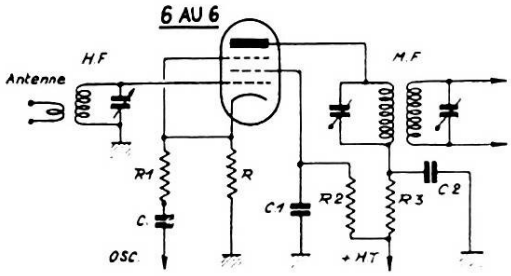


Figure 7

R = 10.000 Ω 1 W
C1 = C2 = C3 = 0,01 µF
R1 = 100 Ω 1/2 W
R2 = 0,1 MΩ 1 W
R3 = 1.000 Ω 1 W

3° INJECTION DANS LA CATHODE. — Schéma figure 7. Toujours penthode à pente fixe. La tension oscillatrice est injectée dans la cathode, ce qui donne une modulation efficace sur la grille. Bien entendu, le condensateur de découplage cathode est supprimé. Le condensateur C couplant l'oscillateur au mélangeur a une valeur élevée, en pratique 0,1 µF. En série une résistance R_1 de 100 ohms réduit la réaction du mélangeur sur l'oscillateur, réaction sensible qui provoque du pulling.

Ce montage donne une bonne pente de conversion aux très hautes fréquences, mais on doit veiller à avoir une connexion oscillateur-cathode aussi courte que possible. Tous les circuits oscillants seront soigneusement blindés.

4° INJECTION DANS LA GRILLE ECRAN. — Schéma figure 8. Le condensateur de couplage aura une valeur comprise entre 0,01 et 0,1 µF (valeur non critique). Ce montage est sensible au pulling pour les fréquences élevées, car il n'y a pas d'écran électrostatique

dans le tube penthode mélangeur entre grille-écran et grille de contrôle.

Tube mélangeur pentagrille. — Il est difficile d'éviter le pulling dans un mélangeur penthode ou triode. C'est une des raisons pour lesquelles on a créé les tubes pentagrilles (hexode, heptode, octode) qui donnent un meilleur isolement entre le circuit d'entrée et celui de l'oscillation locale. L'accord du circuit d'entrée a très peu d'effet sur la fréquence de l'oscillateur local, la grille d'injection étant isolée de la grille d'entrée par une grille écran qui est mise à un potentiel H.F. nul par découplage à l'aide d'un condensateur relié à la masse.

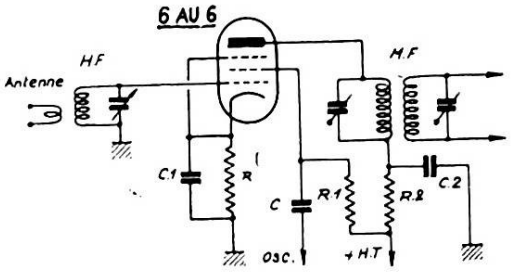


Figure 8

C = 0,01 µF mica
C1 = C2 = 0,01 µF
R = 10.000 Ω 1 W
R1 = 0,1 MΩ 1 W
R2 = 1.000 Ω 1 W

Les pentagrilles sont normalement prévues pour fonctionner en tube combiné unique (mélangeur et oscillateur) mais nous aurons en ondes courtes un rendement supérieur avec un tube oscillateur séparé. En tube combiné unique, elles sont instables en O.C. Avec oscillateur séparé, la pente de conversion est très bonne, et si les précautions élémentaires spécifiées plus haut sont prises, le pulling est négligeable.

Toutefois le souffle des mélangeurs pentagrilles est très supérieur à celui donné par les penthodes. Aussi est-il indispensable de les faire précéder d'un étage d'amplification H.F.

Actuellement avec les nouveaux tubes penthodes à forte pente, les mélangeurs pentagrilles ont perdu leur intérêt pour les récepteurs ondes courtes. Les penthodes ont d'énormes avantages avec leur rapport signal-sur-souffle infiniment supérieur, et leur pente de conversion élevée en font (pour l'instant) le mélangeur idéal pour les O.C.

Néanmoins, nous trouverons l'utilisation des mélangeurs pentagrilles, en particulier dans les récepteurs à double changement de fréquence (seconde conversion).

1° MELANGEUR PENTAGRILLE COMBINÉ. — En réception ondes courtes, ce mélangeur est utilisé dans les récepteurs à double changement de fréquence, comme seconde conversion de fréquence. Le rapport signal-sur-souffle n'intervient plus dans ce cas.

La fréquence de conversion est fixe et nous n'avons plus à nous préoccuper du pulling. Deux schémas types, l'un avec oscillateur à circuit accordé, l'autre avec oscillateur quartz, ce dernier étant surtout adopté dans les récepteurs V.H.F., où la première M.F. est de l'ordre de 7 à 20 MHz et la seconde M.F. de 450 à 500 kHz.

Figure 9 : le premier schéma. — Tout montage de tube pentagrille convient, par exemple types 6SA7, 6BE6, ou 6BA7.

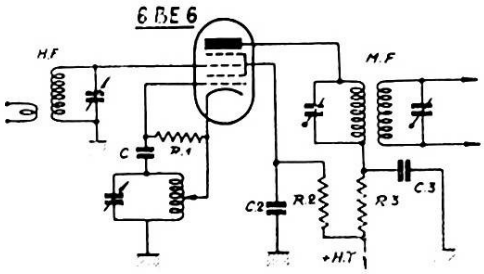


Figure 9

C1 = 47 pF mica
C2 = C3 = 0,01 µF
R1 = 22.000 Ω 1/2 W
R2 (voir texte)
R3 = 1.000 Ω 1 W

Le seul réglage critique est celui de la prise de cathode sur la bobine de l'oscillateur. De la position de cette prise (point toujours délicat avec l'oscillateur E.C.O.) dépend la tension de l'oscillation H.F. ou M.F. Le réglage se fait en mesurant l'intensité du courant traversant la résistance de grille R_1, en insérant provisoirement un milliampèremètre (0 à 1 mA) entre cette résistance et la masse.

Pour des tensions plaque 250 volts et écran 100 volts, on doit avoir pour ce courant grille :

— tubes 6SA7 et 6BE6 : 0,5 mA ;

— tube 6BA7 : 0,35 mA.

La valeur de la résistance R_2 alimentant l'écran varie suivant le type de tube (la haute tension étant de 250 volts) : 6SA7 : 18 000 ohms - 6BE6 : 22 000 ohms - 6BA7 : 12 000 ohms.

Figure 10 : le schéma avec oscillateur quartz. — La fréquence du quartz doit être choisie de façon à obtenir, par différence avec la première M.F., la fréquence de la seconde M.F. Choisir la fréquence du quartz de façon à éviter qu'un de ses harmoniques ne tombe dans la fréquence de la première M.F.

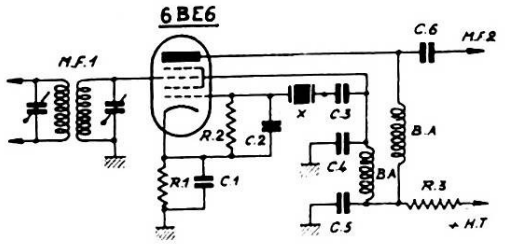


Figure 10

C1 = C5 = 10.000 pF
C2 = C4 = 47 pF
C3 = C6 = 1.000 pF
R1 = 5.000 Ω 1 W
R2 = 22.000 Ω 1/2 W
R3 = 2.200 Ω 1 W
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH
X = quartz

Sur le schéma nous avons représenté des bobines d'arrêt BA dans les circuits écrans et plaque. On peut remplacer celle de l'écran par une résistance de valeur appropriée au tube utilisé.

Note importante : tout étage changeur de fréquence, fonctionnant en seconde conversion de fréquence, doit être correctement blindé, de façon à éviter tout rayonnement direct des harmoniques de l'oscillateur sur les étages H.F. et première M.F.

2° MELANGEUR PENTAGRILLE AVEC OSCILLATEUR SÉPARÉ. — En ondes courtes il est bien préférable de séparer les fonctions oscillateur et mélangeur. Aussi pour les fréquences supérieures à 3 MHz, réserver au tube pentagrille la fonction unique de mélangeur, et produire l'oscillation locale H.F. avec un tube séparé. Il en résulte un fonctionnement stable et correct.

Nous avons pratiquement le même nombre de circuits que dans le montage précédent. En plus seulement un tube triode ou penthode comme oscillateur. Le pulling sera très réduit, mais le rapport signal sur souffle moins intéressant qu'avec un mélangeur penthode avec tube à forte pente. La pente de conversion des pentagrilles est également nettement inférieure à celle des penthodes. L'avantage est que le montage ainsi réalisé fonctionne sans difficulté.

Figure 11 : le montage classique avec oscillateur séparé. — La tension H.F. (ou M.F.) de l'oscillateur local est injectée dans la grille G_1 affectée uniquement à cette fonction. Le signal est appliqué sur la grille G_3 et l'accord du circuit d'entrée n'aura qu'un très faible effet sur la fréquence d'oscillation (pulling réduit), en raison de l'isolement par la grille écran (qui est au potentiel zéro, ou masse, par découplage à l'aide du condensateur C_3).

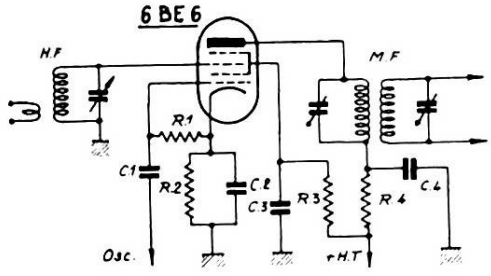


Figure 11

C1 = 5 à 10 pF
C2 = C3 = CA = 0,01 µF
R1 = 1 MΩ 1/2 W
R2 = 6.800 Ω 1 W
R3 = 0,5 MΩ 1 W
R4 = 1.000 Ω 1 W

On mesure le courant redressé traversant la résistance grille R_1 pour contrôler l'amplitude convenable de la tension oscillatrice injectée. Ce courant doit être de 0,5 mA pour les tubes 6BE6 et 6SA7, et de 0,35 mA pour le tube 6BA7.

Une petite mention « historique » au sujet des anciens tubes pentagrilles. Comparons un tube 6A8 avec le tube 6L7. Ce dernier créé en 1935, fut à l'époque un grand progrès sur les tubes existants. 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 grille 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 plus souple que le type 6L7. Il en résulte que le courant dans la grille d'injection du tube 6A8 sera pratiquement double de celui du tube 6L7, pour une même tension d'injection due à l'oscillateur local, et celà pour des fréquences de l'ordre de 30 MHz. Celà 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.

D'une façon générale abandonner les anciens tubes pentagrille et adopter les nouveaux modèles, infiniment plus intéressants.

Il existe maintenant des tubes pour changement de fréquence comportant les deux

éléments mélangeur et oscillateur entièrement séparés, avec cathodes indépendantes. Par exemple le type 6U8.

Voir au chapitre « Blocs mélangeurs-oscillateurs », figure 6.02, le schéma avec ce tube 6U8. Prendre soin de séparer soigneusement les découplages partie mélangeuse de la partie oscillatrice. Nous aurons donc deux points de masse nettement différents. Tous les découplages doivent se faire au ras des broches du support du tube.

La section modulatrice n'est autre qu'une penthode à pente fixe. Sa pente de conversion est élevée.

Mélangeur avec tube de couplage en sortie.

— Ce tube de couplage est surtout adopté dans les adaptateurs (ou convertisseurs) que nous décrivons dans un chapitre spécial.

Nous en donnons ici le principe, car il a sa place dans la description des mélangeurs. Dans l'exemple choisi, suivant figure 12, nous avons pris le tube double 6U8 à cathodes séparées, mais rien n'empêche de le remplacer par deux tubes indépendants (penthode à pente fixe et triode).

La partie penthode du tube 6U8 fonctionne en mélangeur. L'injection peut se faire en différents points, comme nous l'avons vu précédemment ; nous prendrons par exemple l'injection dans la cathode.

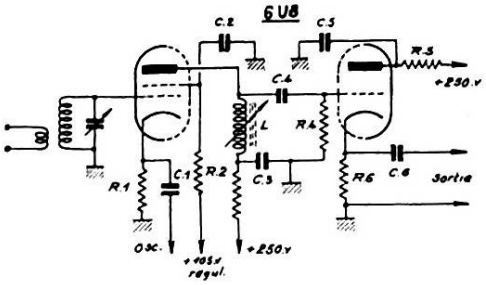


Figure 12

C1 = C6 = 1.000 pF mica
C2 = C3 = C5 = 0,01 µF mica
C4 = 100 pF mica
R1 = R3 = 1.000 Ω 1 W
R2 = 2.000 Ω 1 W
R4 = R5 = 10.000 Ω 1 W
R6 = 300 Ω 1 W

Suivant le cas (voir chapitre « Adaptateurs ») la bobine plaque L est soit semi-apériodique, soit accordée par un condensateur variable.

La partie triode est montée en tube de couplage à cathode follower. La sortie se fait entre cathode et masse. Cet étage ne procure aucune amplification. Il a un but d'isolement ; il supprime toute action réactive des circuits de sortie sur l'étage changeur de fréquence ; le pulling est supprimé.

Dans le prochain article, nous étudierons l'oscillateur H.F.

J. C. Fouret
F8GB

DANS RADIO REF, il y a 25 ans

Un curieux numéro que l'exemplaire de juin 1938 de Radio-REF ; il s'y créait en effet un étrange équilibre ; jugez-en : 14 pages de rapport moral pour débuter et 14 pages de publicité pour finir. Tout en regrettant que nous n'ayons pas 14 pages de publicité dans le présent exemplaire, remercions notre Président de ne pas nous avoir infligé pour autant de rapport moral le mois dernier.

Mais revenons au compte rendu de l'AG 1938, où certains OM s'étaient étonnés que le REF n'ait pas eu de représentant à la Conférence Internationale du Caire où seuls les amateurs US étaient présents. Il fut répondu qu'il en aurait coûté 30.000 F par délégué, sans compter trois mois d'absence. Mais, ajoutait-on, nous serons sûrement à la prochaine Conférence, celle de 1942... L'on sait ce qu'il advint des événements vers cette date, ce dont on ne pouvait présager.

L'ambiance internationale était d'ailleurs au beau fixe, et des voyages étaient organisés en Allemagne, sous l'égide du DASD et du REF. Une excursion en autocar partait également vers la Belgique et des échanges de vacances se faisaient couramment avec l'Angleterre.

Du côté du Maroc, par contre, on travaillait dur pour les liaisons sans fil destinées à assurer le reportage du Tour du Maroc cycliste, principalement dans les régions des cols. Avec un matériel bien rodé au cours des années précédentes, nos amis de l'AAEM connurent un succès total, et s'attirèrent les félicitations des pouvoirs officiels. Du très bon travail pour la propagande sur l'émission d'amateur.

LE CHANGEMENT DE FREQUENCE (suite)

par J. BASTIDE F8JD

En complément de nos précédents articles nous allons donner des applications concrètes des différents montages élémentaires décrits.

Pour la clarté de l'exposé, cette nouvelle étude sera divisée en trois parties et, fidèle à notre méthode, nous n'hésiterons pas à revenir sur certains points trop souvent négligés et qui ont leur importance :

1) Blocs mélangeurs-oscillateurs ;

2) Adaptateurs (ou converters) ;

3) Double changement de fréquence.

Nous ne donnerons pas les valeurs des bobinages, cette question ayant été traitée en détail au début de notre série d'articles sur les récepteurs de trafic. Voir pour cela Radio-REF N° 11-1961, pages 597 à 604.

Certains esprits chagrins peuvent penser qu'à l'âge des transistors il est un peu vain de perdre son temps avec les tubes. Mais les amateurs qui possèdent le matériel tubes nécessaire sont-ils disposés à le mettre à la ferraille ? De plus, des anciens récepteurs à tubes peuvent être perfectionnés et à peu de frais on peut largement améliorer leurs performances.

CHAPITRE 1
Blocs Mélangeurs Oscillateurs

Il est utile de donner quelques réalisations comportant le mélangeur et l'oscillateur HF. Il suffit de reprendre les bases développées dans les études précédentes et de combiner les divers schémas. Les réalisations qui suivent ne sont pas limitatives, elles serviront d'exemples pratiques.

Les mélangeurs triodes n'étant pas applicables pour des fréquences inférieures à 14 MHz, nous les réservons au chapitre « Adaptateurs ».

TUBES PENTHODES EN MELANGEUR

Nous donnons les montages pour les quatre procédés d'injection : grille d'entrée, grille écran, grille suppressor, cathode.

1) Injection dans la grille d'entrée : Un premier montage avec deux tubes séparés. (Schéma figure 1.)

Le mélangeur est un tube penthode à pente fixe : 6AU6 - 6CB6 - 6AH6 - 6AC7 - 6SJ7, etc. La cathode est directement reliée à la masse et de ce fait la résistance R1 de grille aura une valeur élevée (3 à 5 mégohms).

L'oscillateur n'a à fournir qu'une faible tension HF soit 1 à 2 volts. Nous adopterons l'oscillateur (voir Radio-REF N° 7-1963, fig. 3, p. 468) à circuit grille accordé. L'injection dans la grille du mélangeur se fait par l'intermédiaire d'un condensateur de faible capacité, de l'ordre de 3 à 5 pF. Choisir un condensateur stable en capacité et l'éloigner des points chauds du récepteur. La tension HF est prise sur la plaque de l'oscillateur.

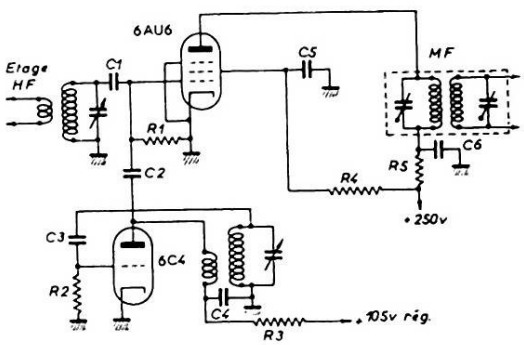


FIGURE 1

$C_1 = C_3 = 100$ pF mica.
$C_2 = 3$ à 5 pF.
$C_4 = C_5 = C_6 = 0{,}01$ µF mica.
$R_1 = 3$ à 5 MΩ — ½ W
$R_2 = 25\,000$ MΩ — ½ W
$R_3 = 1\,000$ Ω — ½ W
$R_4 = 0{,}1$ MΩ — 1 W
$R_5 = 1\,000$ Ω — 1 W

La tension anodique de l'oscillateur est stabilisée par un tube régulateur OB2 (105 V). Il est préférable d'alimenter l'écran du tube mélangeur par cette tension régulée, ce qui donne plus de stabilité à l'ensemble ; dans ce cas, la résistance écran R3 sera réduite à 1 000 ohms.

Un second montage (Figure 2), dérivé du précédent, consiste à prendre un tube triode-penthode type 6U8, ce qui permet de réduire l'encombrement. Le schéma est identique. Séparer soigneusement les découplages du mélangeur de ceux de l'oscillateur. Nous aurons donc deux points de masse nettement

687

différents. Rappelons que tous les découplages doivent se faire « au ras » des broches du support du tube. Avec le tube 6U8, on obtient une pente de conversion élevée.

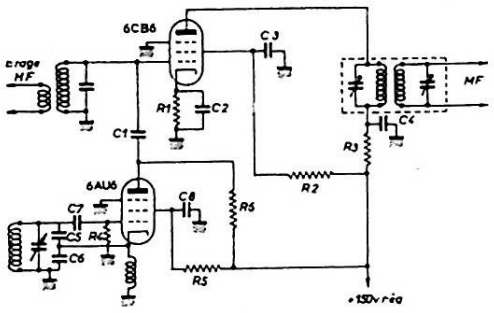


FIGURE 2

C_1 = 3 à 5 pF
C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 0,01 µF mica
C_3 = C_8 = 47 pF céramique
BA = bobine d'arrêt 1 mH
R_1 = R_6 = 10 000 Ω — 1 W
R_2 = 22 000 Ω — 1 W
R_3 = 1 000 Ω — ½ W
R_4 = 27 000 Ω — ½ W
R_5 = 4 700 Ω — 1 W

L'oscillateur Colpitts, qui présente l'avantage de n'avoir qu'une seule bobine, nous donne le schéma de la figure 2. Le tube mélangeur est du même type que pour l'exemple précédent ; les valeurs correspondent à un tube 6CB6.

Pour l'oscillateur, nous avons choisi le montage avec tube penthode 6AU6. La tension d'oscillation HF est prise sur la plaque.

Mêmes remarques que pour le précédent montage au sujet de l'alimentation anodique. Pour une tension régulée de 150 V on prend un tube OA2, et pour 105 V un tube OB2.

2) Injection dans l'écran : Schéma figure 3. L'oscillateur est du type E.C.O. classique. Nous avons vu que ce montage a l'avantage d'assurer une bonne séparation entre le circuit d'accord (grille-cathode) et le circuit d'utilisation si on prend l'oscillation d'injection sur la plaque (point X, voir Radio-REF, N° 7, 1963, fig. 1, page 467). Mais la tension HF prélevée sur le circuit plaque est plus chargée en harmoniques que celle prise aux autres points Y et Z, cela parce que le circuit-plaque est apériodique (non accordé). De ce fait, on risque de créer des brouillages par interférence entre les signaux de fréquences différentes de celles du signal à recevoir et les harmoniques de l'oscillateur.

Pour obtenir une oscillation sans harmoniques notables, on prend la tension HF sur

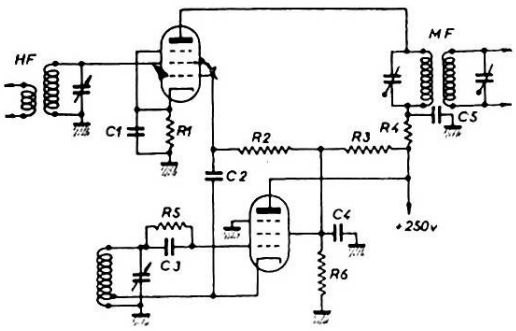


FIGURE 3

C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = 0,01 µF mica
C_3 = 100 pF mica
R_1 = 5 000 Ω — 1 W
R_2 = R_6 = 0,1 MΩ — 1 W
R_3 = 30 000 Ω — 1 W
R_4 = 1 000 Ω — ½ W
R_5 = 20 000 Ω — ½ W

la cathode (point Z). Le couplage électronique ne se fait plus dans le tube oscillateur, mais dans le tube mélangeur, en injectant l'oscillation dans la grille écran de ce dernier. Cette grille écran va, de ce fait, se trouver à un potentiel variable, mais l'expérience montre que le pulling qui en résulte est insignifiant et ne gêne guère.

Le point de prise de cathode sur l'enroulement de l'oscillateur est extrêmement important. Il doit être convenablement choisi, de telle façon que la tension HF prélevée soit pratiquement la même sur toute la gamme d'accord.

La stabilisation de la tension anodique alimentant l'oscillateur apportera une nette amélioration à la stabilité de la fréquence. Dans le montage de la figure 3, la fréquence de l'oscillateur HF varie lorsqu'on règle la sensibilité de l'étage HF (par potentiomètre de cathode) et également lors de la réception de signaux puissants.

Figure 4 : la modification à apporter au schéma pour l'adjonction d'une tension stabilisée par tube VR150 ou OA2 (150 volts), pour l'alimentation de l'écran, de la plaque du tube oscillateur et de l'écran du tube mélangeur.

Pour faciliter la lecture des deux schémas figures 3 et 4, nous avons pris de nouveaux indices pour les résistances modifiées. La résistance ajustable R8 est réglée une fois pour toutes à la valeur correspondant au fonctionnement correct du tube régulateur de tension (voir article « Oscillateurs HF » précité).

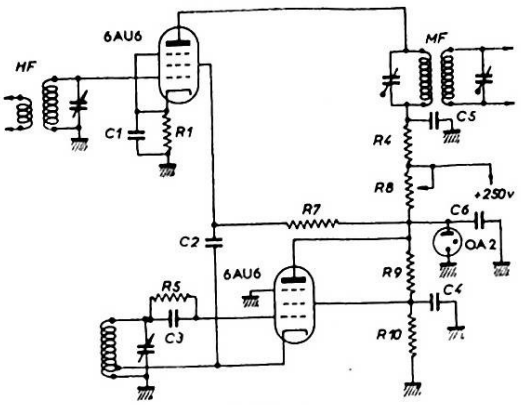


FIGURE 4

$C_1 = C_2 = C_4 = C_5 = 0{,}01$ µF mica
$C_3 = 100$ pF mica
$C_6 = 0{,}01$ à $0{,}1$ µF papier
$R_1 = 5\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_2 = R_7 = R_{10} = 0{,}1\ M\Omega$ — 1 W
$R_4 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_5 = 20\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_8 = 5\,000\ \Omega$ — 10 W ajustable
$R_9 = 50\,000\ \Omega$ — 1 W

3) Injection dans le suppressor : La tension oscillatrice d'injection n'est pas critique. On peut la régler par le condensateur ajustable C1 (50 à 100 pF). La puissance HF nécessaire n'est pas élevée (Schéma figure 5).

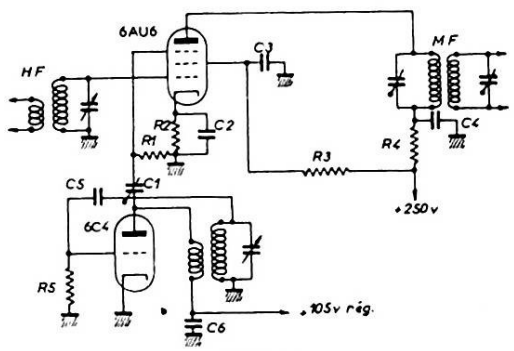


FIGURE 5

$C_1 = 50$ à 100 pF ajustable
$C_2 = C_3 = C_4 = C_6 = 0{,}01$ µF mica
$C_5 = 100$ pF mica
$R_1 = 0{,}1\ M\Omega$ — ½ W
$R_2 = 500\ \Omega$ — 1 W
$R_3 = 0{,}1\ M\Omega$ — 1 W
$R_4 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_5 = 25\,000\ \Omega$ — ½ W

Il faut bien entendu utiliser un tube penthode dont le suppressor est accessible directement : 6AC7, 6AU6, etc. L'écran du tube mélangeur joue ici son rôle de séparateur entre les circuits d'accord et d'oscillation. Le pulling est donc réduit. Avec le tube 6AC7 (forte pente), la grille d'entrée est attaquée par une prise à environ la moitié des spires du circuit accordé d'antenne.

4) Injection dans la cathode : Avec ce mode d'injection, il est nécessaire d'utiliser un tube mélangeur penthode à pente aussi élevée que possible.

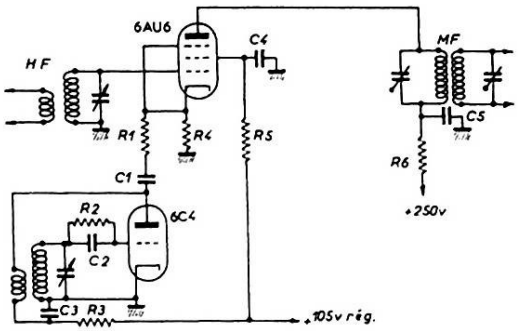


FIGURE 6

$C_1 = C_3 = 1\,000$ pF mica
$C_2 = 220$ pF mica
$C_4 = C_5 = 0{,}01$ µF mica
$R_1 = 10\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_2 = 47\,000\ \Omega$ — 1/2 W
$R_3 = 5\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_4 = 250\ \Omega$ — 1 W
$R_5 = R_6 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W

Un premier schéma, figure 6, est monté avec penthode 6AU6. La tension écran est alimentée par la tension régulée de l'oscillateur HF afin d'obtenir une plus grande stabilité.

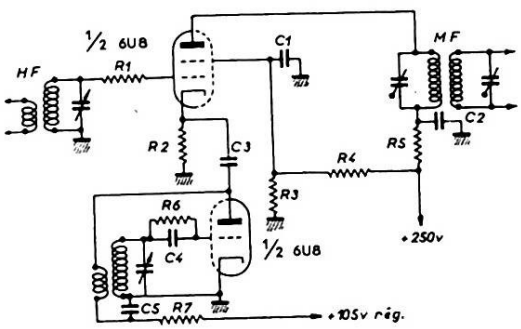


FIGURE 7

$C_1 = C_2 = 0{,}01$ µF mica
$C_3 = C_5 = 1\,000$ pF mica
$C_4 = 220$ pF mica
$R_1 = 47\ \Omega$ — ½ W
$R_2 = R_6 = 1\,200\ \Omega$ — 1 W
$R_3 = 0{,}15\ M\Omega$ — 1 W
$R_4 = 0{,}1\ M\Omega$ — 1 W
$R_5 = 47\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_7 = 4\,700\ \Omega$ — 1 W

Figure 7, nous retrouvons le tube double 6U8. La tension écran penthode est stabilisée par un pont de résistances R3, R4, mais bien entendu on peut alimenter cet écran par la tension régulée de l'oscillateur HF comme dans le cas précédent. Dans ce cas ces résistances disparaissent.

689

Avec l'injection cathode, on doit faire précéder le changement de fréquence par un amplificateur HF à gain élevé. Rappelons qu'elle donne de bons résultats aux fréquences élevées.

MELANGEUR TUBE 6BE6

Dans ce tube multigrille, on injecte normalement la tension d'oscillation HF dans la première grille.

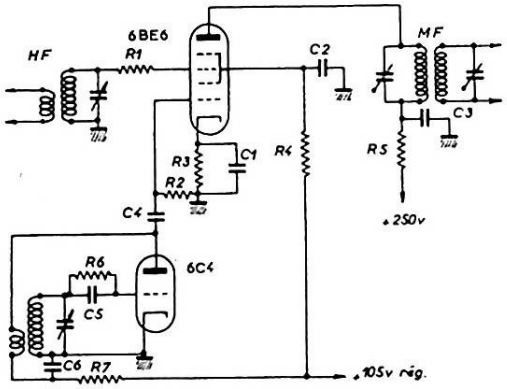


FIGURE 8

$C_1 = C_2 = C_3 = 0{,}01\ \mu F$ mica.
$C_4 = 10$ pF mica
$C_5 = 220$ pF mica
$C_6 = 1\,000$ pF mica
$R_1 = 47\ \Omega$ — ½ W
$R_2 = 22\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_3 = 150\ \Omega$ — 1 W
$R_4 = R_7 = 4\,700\ \Omega$ — 1 W
$R_5 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_6 = 47\,000\ \Omega$ — ½ W

Nous donnons deux schémas types. Le premier, figure 8, comporte un oscillateur à simple triode, avec circuit grille accordé. La tension d'injection est prise sur la plaque. Si on avait un oscillateur E.C.O., cette prise se ferait sur la cathode.

La tension-plaque de l'oscillateur est stabilisée par tube à gaz VR105 ou OB2. Pour améliorer la stabilité de l'ensemble, l'écran du tube mélangeur est également alimenté par cette tension stabilisée.

Dans le schéma de la figure 9, nous utiliserons un oscillateur avec couplage au mélangeur par tube à cathode follower, de façon à séparer complètement les deux fonctions et supprimer le pulling. Le tube double triode ECC81 (12AT7) convient parfaitement à cet usage. Ce montage est plus stable que le précédent et la complication apportée peu importante. (Voir Radio-REF, N° 7 - 1963, p. 469 et 470).

Le tube mélangeur 6BE6 peut être remplacé par un type 6BA7 ou 6SA7.

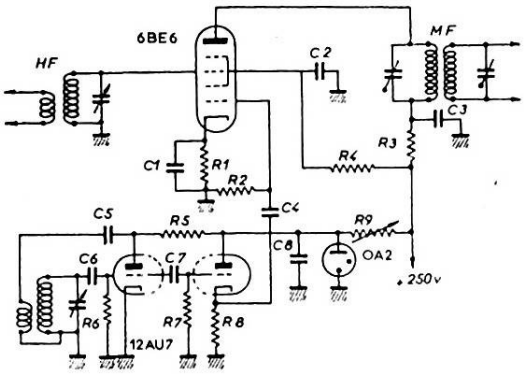


FIGURE 9

$C_1 = C_2 = C_3 = C_5 = 0{,}01\ \mu F$ mica
$C_4 = C_6 = C_7 = 100$ pF mica
$C_5 = 470$ pF mica
$R_1 = 330\ \Omega$ — 1 W
$R_2 = R_6 = 22\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_3 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_4 = 33\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_5 = 10\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_7 = 0{,}1\ M\Omega$ — ½ W
$R_8 = 1\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_9 = 5\,000\ \Omega$ — 10 W à colliers

MELANGEUR TUBE 6K8

Ce montage était courant avant-guerre, et nous en donnons le schéma avec les valeurs utiles. (Voir figure 10).

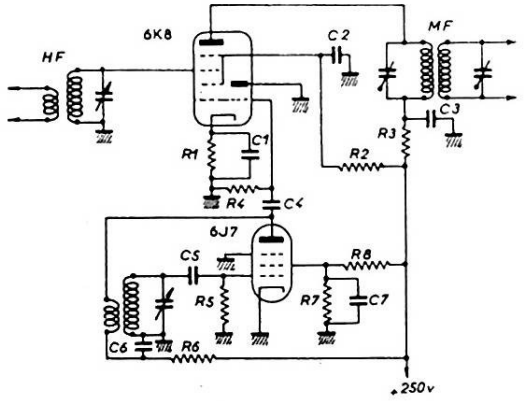


FIGURE 10

$C_1 = C_2 = C_3 = C_6 = C_7 = 0{,}05\ \mu F$ papier
$C_4 = 100$ pF mica
$C_5 = 25$ pF mica
$R_1 = 300\ \Omega$ — 1 W
$R_2 = 0{,}1\ M\Omega$ — 1 W
$R_3 = 1\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_4 = R_5 = 50\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_6 = 10\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_7 = 0{,}25\ M\Omega$ — 1 W
$R_8 = 40\,000\ \Omega$ — 1 W

On ne connaissait guère alors les tubes régulateurs de tension anodique. Aussi stabilisait-on la tension écran du tube oscillateur à l'aide d'un pont de résistances. Malgré cela le pulling était sensible.

Le tube pentagrille fonctionne uniquement en mélangeur, avec injection de la tension d'oscillateur HF dans la grille de la partie triode. La plaque triode est mise à la masse.

Le tube 6K8 apportant un souffle important, il est indispensable de le faire précéder d'un étage d'amplification HF à faible souffle.

Le montage est identique avec mélangeur tube 6E8.

MELANGEUR TUBE 6E8 A REACTION

Dans ce montage le tube mélangeur est monté avec une réaction cathodique. Il ne doit jamais fonctionner en « accroché ». S'il oscille, on introduit des signaux de fréquences différentes à celle du signal à recevoir, d'où brouillage intense (Schéma figure 11).

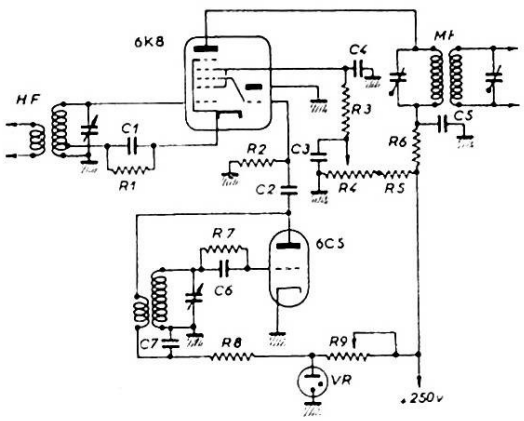


FIGURE 11

$C_1 = C_7 = 1\,000$ pF mica
$C_2 = 50$ pF mica
$C_3 = 0{,}5$ µF papier
$C_4 = C_6 = 0{,}01$ µF mica
$C_5 = 100$ pF mica
$R_1 = 500\ \Omega$ — ½ W
$R_2 = R_7 = 50\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_3 = 10\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_4 =$ potentiomètre $20\,000\ \Omega$ bobiné
$R_5 = 20\,000\ \Omega$ — 2 W
$R_6 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_8 = 2\,200\ \Omega$ — 1 W
$R_9 = 10\,000\ \Omega$ — 10 W ajustable

La réaction a pour but d'augmenter la sélectivité et la sensibilité apparentes, d'où atténuation de la fréquence image. Manœuvrée avec précaution, elle permet la réception des signaux faibles et l'amélioration du rapport signal-surparasites. Mais dès que l'on se rapproche trop du point d'accrochage, le souffle augmente rapidement.

La réaction est commandée par le potentiomètre R4 qui fait varier la tension écran. La prise de cathode sur la bobine d'accord grille d'entrée L2 demande quelques essais pour sa détermination correcte. Pour le meilleur rendement, cette prise doit être telle qu'à l'accrochage (par la manœuvre du potentiomètre R4), la tension d'écran soit d'environ 80 à 100 volts (pour une tension plaque de 250 volts). Attention pour cette mesure : utiliser un voltmètre à très forte résistance, sinon elle n'aura aucune signification. Cette prise de cathode se fait à environ 1/2 à 1 spire à partir de la masse.

La résistance de cathode R1 sert à polariser le tube à sa valeur de fonctionnement en mélangeur. Ce n'est pas une résistance shuntée de détection.

Ce dispositif de réaction sur les tubes mélangeurs s'applique à n'importe quel type de tube. Il est surtout intéressant pour les récepteurs à nombre d'étages réduit.

ADJONCTION D'UN TUBE DE COUPLAGE ENTRE OSCILLATEUR ET MELANGEUR

Nous avons décrit dans l'article « Oscillateurs HF » plusieurs montages d'oscillateurs avec tube de couplage à cathode follower.

Dans un récepteur existant, on peut désirer ajouter ce tube de couplage, sans modifier les circuits oscillateur et mélangeur. On ajoute alors un tube triode (6C4 par exemple) et on le monte en cathode follower.

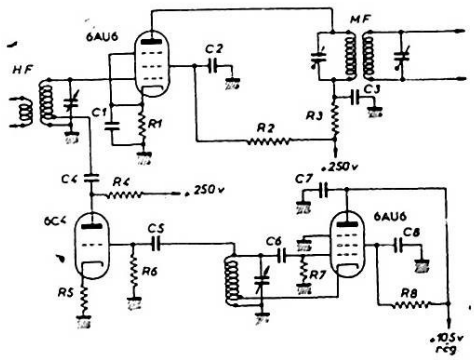


FIGURE 12

$C_1 = C_2 = C_3 = C_7 = C_8 = 0{,}01$ µF mica
$C_4 = C_5 = 100$ pF mica
$C_6 = 250$ pF mica
$R_1 = 5\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_2 = R_8 = 50\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_3 = 1\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_4 = 0{,}1\ M\Omega$ — 1 W
$R_5 = 2\,000\ \Omega$ — 1 W
$R_6 = 50\,000\ \Omega$ — ½ W
$R_7 = 20\,000\ \Omega$ — ½ W

Un autre système de couplage est donné figure 12. Ici le tube de couplage agit en amplificateur de tension et l'injection se fait sur une prise de la bobine d'accord grille

du mélangeur. Cette prise est à 1 ou 2 spires depuis la masse.

Etant donné l'amplification due au tube de couplage, la tension d'oscillation pourrait être prise sur la plaque du tube oscillateur ECO (penthode). En ce point, comme nous l'avons vu, la tension HF est faible, mais stable en fréquence. L'amplification du tube de couplage permet de pallier la tension réduite d'oscillation.

Dans ce cas, le schéma est modifié de la façon suivante : le condensateur C5 est relié à la plaque du tube oscillateur. Le condensateur de découplage C7 est supprimé et on monte entre la plaque et le + HT une résistance de 25 000 ohms, puissance de dissipation 1 watt.

Mais l'inconvénient est que l'oscillation HF est chargée en harmoniques, comme nous l'avons indiqué au paragraphe sur l'injection dans l'écran d'un mélangeur penthode. Inconvénient important, sinon majeur, qui réduit l'intérêt de ce montage.

Ce mode de couplage peut évidemment s'adapter à tout autre type d'injection. Prendre un tube triode ayant le minimum de capacités internes, comme le type 6C4.



ECHOS et NOUVELLES

● **NUMEROS DISPONIBLES.**

1957 : Janvier, février, avril, mai, juillet, août - septembre, octobre, novembre, décembre.
1958 : Juin, juillet, août-septembre, novembre.
1959 : Février, avril, juin, juillet, août-septembre, octobre, novembre.
1960 : Mai, juin, juillet, août-septembre, octobre, novembre, décembre.
1961 : Juin, juillet, août-septembre, octobre, novembre, décembre.
1962 : Août-septembre, octobre, décembre.
1963 : Janvier, février, juin, juillet, août-septembre, octobre.

De 1957 à 1958 inclus : 1,80 F. 1959 à 1960 inclus, 2 F, les autres numéros : 3 F.

● **NOUVELLES DU PROJET OSCAR.**

Si l'on en croit les informations reçues du directeur du projet Oscar, K6LFH, le compte à rebours de 90 jours a commencé pour le satellite Oscar.

Si tout se déroule comme prévu, le premier satellite répéteur Radio-amateur serait sur orbite avant la fin de cet hiver.

Rappelons que l'équipement sera capable de recevoir 50 kHz dans la partie inférieure de la bande centrée sur 144,1 MHz (de 144,075 à 144,125) et retransmettra dans la partie supérieure centrée sur 145,9 (de 145,875 à 145,925), donc plusieurs stations pourront utiliser simultanément le répéteur aussi bien en CW, AM ou BLU.

Une petite balise de 30 mW destinée à faciliter la poursuite et totalement indépendante du translater transmettra un signal convenu sur 144,8 MHz (voir Radio-REF, février 1962, page 475).

LA REUNION DE GENEVE DU C.C.I.R.

La revue anglaise **Wireless World**, d'avril 1963, donne un bref compte rendu de la dixième réunion plénière du Comité consultatif international de la Radio, tenue en février dernier à Genève.

Nous extrayons de ce compte rendu le tableau suivant qui donne les valeurs **recommandées** dans différents pays pour la moyenne fréquence des récepteurs de télévision en noir et blanc :

		Son MHz	Image MHz
J.S.A.		41,25	45,75
Italie		40,25	45,75
France	bandes 4 et 5	39,2	32,7
«	bande 3	39,2	**28,05**
G.-B.		38,15	34,65
Allem. Suisse, Hollande		33,4	39,9
Russie		27,75	34,25
Japon		22,25	26,75

On remarquera que la France est le **seul pays** qui continue à normaliser une fréquence intermédiaire « Images » située dans la bande amateur des 10 mètres.

LES ADAPTATEURS

Les adaptateurs (ou adapteurs) ondes courtes et THF, encore appelés convertisseurs (« converters » en anglo-saxon) sont intéressants car ils permettent d'améliorer facilement un récepteur peu sensible et peu sélectif. De plus ils donnent la possibilité d'obtenir des bandes étalées.

Le récepteur qui suit l'adaptateur, doit être convenablement blindé. Antenne débranchée, il ne doit capter aucune émission. Sinon, lorsqu'il sera couplé à l'adaptateur, les signaux qu'il recevra directement troubleront la réception normale. La liaison adaptateur-récepteur se fait par câble blindé, coaxial du type antenne de télévision.

Ce chapitre est un complément du précédent, qui traite les « Blocs mélangeurs-oscillateurs ». On y trouvera des montages avec oscillateurs à fréquence variable, qui sont applicables aux adaptateurs et permettent de réaliser des montages de rendement excellent.

J. BASTIDE F8JD

Les adaptateurs décrits ci-après sont, pour la majorité, équipés avec oscillateur quartz, et de ce fait, pour un quartz donné, ne couvrent qu'une faible bande de fréquences. Les adaptateurs à oscillateur à fréquence variable couvrent de plus larges bandes, mais ne sont pas aussi stables.

Adaptateur simple 3 à 21 MHz : C'est un des montages les plus simples, avec tube pentagrille 6BE6 et une alimentation tous courants (que l'on peut supprimer en prélevant le chauffage et la tension anodique sur le récepteur). Schéma figure 13.

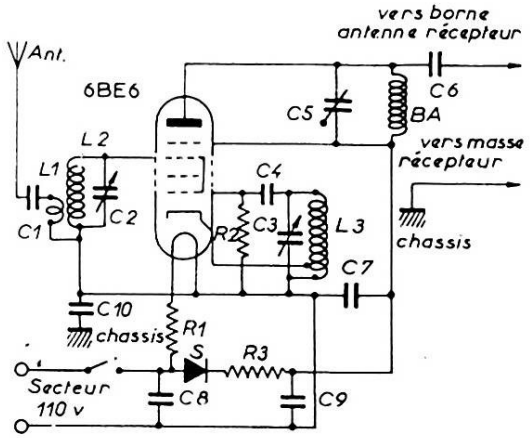


FIGURE 13

C1 = C6 = C7 = C8 = 0,01 µF mica.
C2 = C3 = variable 50 pF
C4 = 100 pF mica
C5 = ajustable 10, 100 pF
C9 = 50 µF, 150 V, chimique
R1 = (voir texte)
R2 = 22 000 Ω, ½ W
R3 = 1 000 Ω, 1 W
S = redresseur sec 250 V, 20 mA
BA = bobine d'arrêt, 2,5 mH.

Comme pour les récepteurs tous courants, le châssis n'est pas à la terre. Un condensateur d'isolement C1 est monté en série avec l'antenne. Le circuit d'accord L2 C2 est relié à la grille G3. Le circuit d'oscillation L3 C3 va à la grille G1. Pour simplifier les condensateurs variables sont à commande séparée, et le condensateur C3 sera avantageusement muni d'un cadran démultiplicateur.

La sortie MF se fait sur une bobine d'arrêt BA de 1 mH accordée par le condensateur ajustable C5 à diélectrique mica, sur la bande des PO du récepteur. On peut remplacer cette bobine d'arrêt par un circuit accordé classique.

Le chauffage du filament est assuré par la résistance R1 dont la valeur dépend de la tension du secteur. Pour secteur 110 à 130 V, R1 est de 360 ohms (cordon résistant), dissipation 30 à 35 watts.

Adaptateur simple 21 à 144 MHz : En raison de ces fréquences élevées nous prendrons un tube double-triode (6J6 ou 12AT7). Schéma figure 14.

La partie triode de gauche fonctionne en mélangeur. Celle de droite en oscillateur, ce dernier accordé sur le battement inférieur en fréquence. Le couplage entre oscillateur et mélangeur est capacitif, à l'intérieur du tube. La sortie MF est prévue par exemple aux environs de 7MHz ; le circuit d'accord MF est composé de la bobine L3 à noyau magnétique, accordée par le condensateur ajustable C4. L'enroulement de couplage L4 (link) est relié par câble coaxial, ou simplement par deux fils torsadés isolés, aux deux bornes d'entrée du récepteur.

Les bobines L1 et L2 sont du type à broches, interchangeables. Les bobines L et L1

sont au-dessus du châssis et le condensateur d'accord C1 sous le châssis, au-dessous de L2. L'ensemble L2, C2, C3 est au-dessus du châssis et le tube 6J6 entre les deux circuits accordés. Le condensateur ajustable C3 sert à accorder la bobine oscillatrice L2 au milieu de la bande. Le condensateur variable double C2 (symétrique) muni d'un cadran démultiplicateur, donne l'étalement de la bande de fréquence.

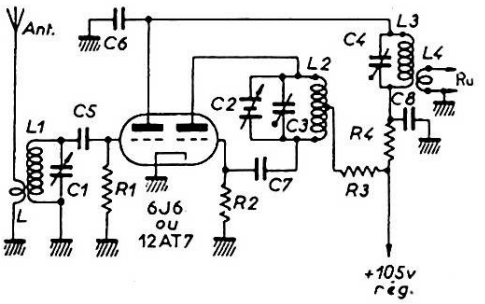


FIGURE 14

C1 = variable 25 pF
C2 = variable double 2 × 10 pF
C3 = C4 = ajustables air 3-30 pF
C5 = 100 pF mica
C6 = 10 pF stéatite
C7 = 50 pF mica
C8 = 0,001 µF mica
R1 = 1 MΩ, ½ W
R2 = 10 000 Ω, ½ W
R3 = 1 000 Ω, ½ W
R4 = 30 000 Ω, ½ W

La tension anodique sera stabilisée par tube régulateur VR105 ou OB2, soit 105 volts. Ne pas alimenter un tube 6J6 à une tension plaque supérieure à 125 volts. La résistance plaque mélangeur R4 peut paraître élevée ; le meilleur rendement est obtenu avec 75 à 80 volts sur cette plaque.

Le condensateur de découplage C6 sera soudé directement aux broches du tube 6J6 et la bobine MF L3 à 2 ou 3 cm du support du tube.

Adaptateurs à oscillateur quartz : Ce type d'adaptateur présente les avantages suivants : rendement et stabilité élevés, étalonnage précis des fréquences de réception. Il n'y a pas de pulling lorsqu'on accorde l'antenne et pas de variation de fréquence lorsque la tension du secteur électrique varie. Il est donc inutile de prévoir un tube régulateur de tension anodique.

L'inconvénient est qu'il nécessite un certain nombre de quartz pour la réception de plusieurs bandes de fréquence. La fréquence de l'oscillateur étant fixe, la recherche des stations se fait avec l'accord du récepteur qui le suit. Suivant la bande de fréquences couverte par le récepteur, on devra adopter des quartz différents.

Lors de l'écoute, après avoir réglé le récepteur, on retouche le condensateur variable d'accord d'entrée de l'adaptateur, afin d'obtenir la puissance maximum du signal. Ce réglage permet de plus de réduire les interférences.

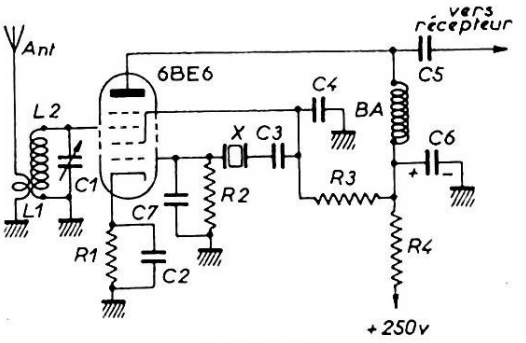


FIGURE 15

C1 = variable 100 à 150 pF
C2 = 0,01 µF mica
C3 = C5 = 1 000 pF mica
C4 = C7 = 27 pF céramique
C6 = 8 µF, 450 V, chimique
R1 = 500 Ω, 1 W
R2 = 22 000 Ω, ½ W
R3 = 15 000 Ω, 1 W
R4 = 45 000 Ω, 2 W
BA = bobine d'arrêt, 2,5 mH
X = quartz.

Figure 15 le schéma d'un adaptateur quartz avec tube 6BE6. Ce montage est simple, mais néanmoins nous lui préférons celui de la figure 16, avec tube ECH42.

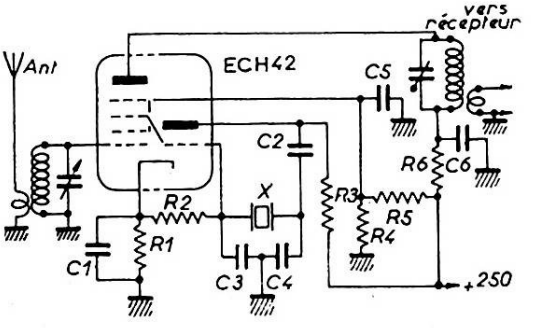


FIGURE 16

C1 = C5 = C6 = 0,01 µF mica
C2 = 500 pF mica
C3 = C4 = 47 pF stéatite
X = quartz
R1 = 250 Ω, ½ W
R2 = 47 000 Ω, ½ W
R3 = 30 000 Ω, 1 W
R4 = 47 000 Ω, 1 W
R5 = 47 000 Ω, ½ W
R6 = 1 000 Ω, ½ W

Le fonctionnement est plus stable et les valeurs des éléments moins critiques qu'avec le tube 6BE6.

Ces deux montages se prêtent très bien à l'utilisation en second convertisseur pour double changement de fréquence.

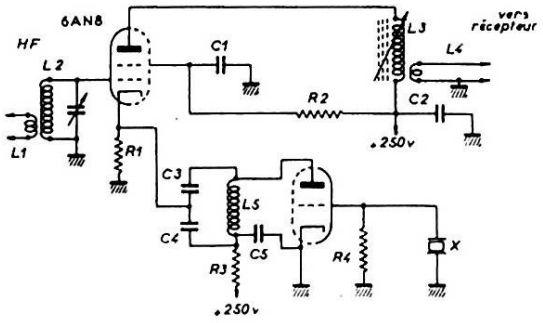


FIGURE 17

C1 = C2 = C5 = 0,01 µF mica
C3 = 33 pF stéatite
C4 = 330 pF stéatite
X = quartz
R1 = 1 500 Ω, 1 W
R2 = 0,1 MΩ, 1 W
R3 = 10 000 Ω, 1 W
R4 = 0,1 MΩ, ½ W

Les tubes triode-penthode (6AN8-6U8) conviennent parfaitement à la réalisation d'un adaptateur quartz. Figure 17 un montage avec tube 6AN8. La bobine L5 de l'oscillateur quartz aura un nombre de spires de 10 à 20 % supérieur à celui de la bobine d'accord grille L2.

Les condensateurs C3 et C4 servent à la fois pour l'accord de la bobine L5 et comme diviseur de tension HF. Par le choix de leur valeur, on modifie à volonté la tension d'injection dans la cathode de la partie penthode modulatrice.

La bobine plaque L3 est du type à noyau magnétique. Elle sera calculée pour couvrir la bande de fréquence prévue pour le récepteur qui suit l'adaptateur. Il est souvent utile de l'amortir par une résistance montée en parallèle (shunt), de l'ordre de 3 000 à 5 000 ohms.

Pour la réception des fréquences élevées, un montage pratique est celui de la figure 18 avec tube double-triode 12AT7 (ECC81). Les valeurs suivantes correspondent à la réception de la bande amateur 21 MHz.

L'oscillateur quartz est du type Robert Dollar, et fonctionne en multiplicateur de fréquence (overtone). Avec un quartz 3 500 kHz on règlera le circuit plaque sur l'harmonique 5, soit 17 500 kHz, ce qui donne pour la

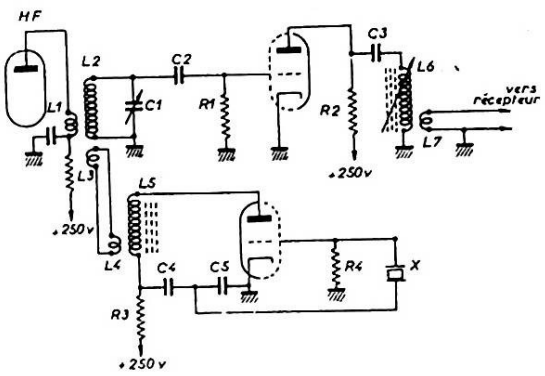


FIGURE 18

C1 = variable 25 pF
C2 = 250 pF mica
C3 = 1 000 pF mica
C4 = 500 pF mica
C5 = 50 pF mica
R1 = 1 MΩ, ½ W
R2 = 6 800 Ω, 1 W
R3 = 15 000 Ω, 1 W
R4 = 47 000 Ω, ½ W

fréquence signal 21 000 kHz une MF de 3 500 kHz.

La bande amateur s'étend de 21 000 à 21 450 kHz. Le récepteur suivant l'adaptateur devra donc couvrir une bande de fréquences de 3 500 à 3 950 kHz (bande étalée si possible).

A titre d'exemple, ci-après les valeurs des différents bobinages pour la bande 21 MHz. Elles serviront de base pour la détermination des bobines pour bandes voisines :

L1 = 10 spires jointives, fil 20/10 deux couches soie, enroulées sur côté froid bobine L2, après interposition d'un papier huilé. Avec le fil émaillé ne pas utiliser du scotch qui attaque l'émail.

L2 = 4,6 µH, 28 spires non jointives, fil 5/10 émaillé, longueur 23 mm, sur mandrin diamètre 12 mm.

L5 = 8 µH, spires jointives, fil émaillé 25/100, longueur 12 mm sur mandrin diamètre 10 mm, avec noyau magnétique.

L6 = 110 µH, comme L5, mais longueur enroulement 35 mm.

L7 = 10 spires jointives, fil 3/10 émaillé, enroulées sur côté froid bobine L6 (après interposition d'un papier huilé).

L3 = L4 = 1 spire fil 7/10 isolement polythène ou vinyle sur côté froid bobines L2 et L5. Liaison au récepteur par même fil, torsadé.

Filtre quartz sur adaptateur : Lorsqu'on utilise un adaptateur avec oscillateur HF à

fréquence variable, il est un procédé simple qui permet d'améliorer très sensiblement la sélectivité.

Ce procédé (figure 19) consiste à insérer dans la connexion reliant l'adaptateur au récepteur, un quartz à la fréquence de sortie de l'adaptateur. Ce quartz fonctionne comme filtre à haute sélectivité et élimine toutes les autres fréquences.

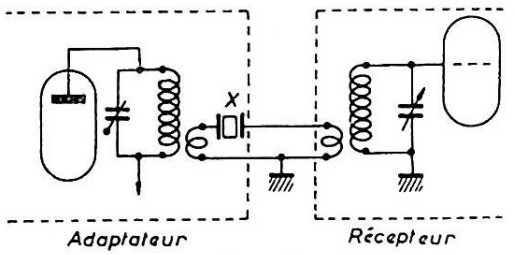


Figure 19

Il est évident que ce montage ne peut être adopté avec un adaptateur ayant un oscillateur HF à fréquence fixe.

Liaison adaptateur-récepteur : Cette liaison doit être faite en câble blindé, de façon à éviter toute intrusion de stations parasites sur les fréquences d'accord du récepteur.

Ce câble blindé est du modèle coaxial pour HF isolement polythène, type descente d'antenne de télévision, impédance 75 ohms. Cette impédance n'est d'ailleurs pas rigoureuse et on peut très bien utiliser des câbles coaxiaux de 50 à 100 ohms.

Ne pas utiliser du câble blindé type basse fréquence, dont l'isolement caoutchouc ou matière synthétique introduirait des pertes importantes dans la transmission. La longueur de ce câble de liaison sera aussi réduite que possible. Une bonne moyenne est 20 à 50 cm et est suffisante pratiquement dans la plupart des cas. La gaine métallique du câble est reliée à la masse du côté adaptateur et à la borne terre du côté récepteur.

Une jonction par fiches bananes ne donne pas, bien souvent un isolement suffisant pour les signaux perturbateurs. Il est préférable d'utiliser des prises coaxiales, en choisissant un modèle à isolement HF (pas d'isolement bakélite comme pour les prises BF).

Etage haute fréquence : Tous les schémas ci-dessus ne comportent pas d'étage d'amplification HF, cela dans un but de simplification et de clarté. L'adjonction de cet étage améliorera très sensiblement le rendement, et on peut dire qu'elle s'impose pour tout adaptateur sérieux. Avec un étage d'amplification convenable on augmente sérieusement le rapport signal/souffle. Voir Radio-REF, N° 8, 1962, pages 542 à 551.

A titre d'exemple, nous donnons ci-après le schéma d'un adaptateur simple avec étage HF. C'est un appareil facile à réaliser, avec circuits oscillants accordés par condensateurs ajustables (donc pas de CV à mettre en ligne) et un oscillateur sans quartz (donc économique). Schéma figure 20.

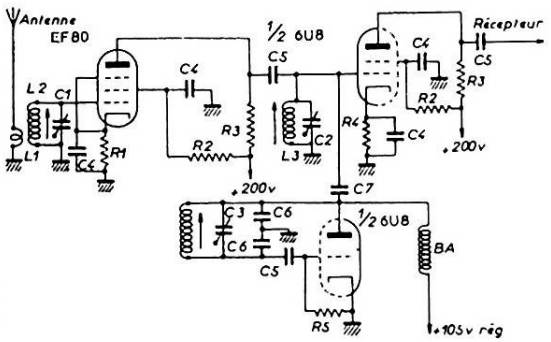


FIGURE 20

C1 = C2 = C3 = ajustables 3-30 pF
C4 = 5 nF mica
C5 = 47 pF céramique
C6 = 100 pF mica argenté
C7 = 2 à 5 pF
R1 = 220 Ω, 1 W
R2 = 36 000 Ω, 1 W
R3 = 10 000 Ω, 1 W
R4 = 1 000 Ω, 1 W
R5 = 15 000 Ω, ½ W
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH

On le monte sur une plaquette métallique, avec des bobines interchangeables. Toutefois, étant donné le prix de revient réduit d'un tel montage, on peut en construire plusieurs.

L'étage HF est classique, avec tube penthode à pente fixe (pas d'antifading) types 6AH6, 6AK5, 6AU6, 6BH6, 6CB6, EF80, etc. En cas d'accrochage de cet étage, insérer en série entre le circuit d'accord d'antenne L2 C1 et la grille d'entrée une résistance non inductive de 27 à 47 ohms (1/2 watt miniature).

Le changement de fréquence comporte un tube triode-penthode type 6U8. Injection dans la grille d'entrée. Le condensateur C7 de couplage sera avantageusement remplacé par un ajustable de 0,3-5 pF.

L'oscillateur est du type Colpitts, à capacité d'accord élevée et tension plaque régulée, ce qui assure le maximum de stabilité de la fréquence.

Un blindage vertical sera disposé entre l'étage HF et l'étage convertisseur pour éviter toute réaction.

LE DOUBLE CHANGEMENT DE FRÉQUENCE

Un bon récepteur de trafic ondes courtes exige deux qualités principales : d'une part être sélectif, d'autre part supprimer la fréquence image. Avec un superhétérodyne à simple changement de fréquence, ces deux qualités sont incompatibles. En effet :

— Pour obtenir une grande sélectivité, il faut une moyenne fréquence très basse, de l'ordre de 100 kHz et au-dessous.

— Pour une bonne réjection d'image, la MF doit-être très élevée, par exemple de 1,5 à 4 MHz pour la réception des bandes 20 à 30 MHz.

On obtient ces deux avantages avec le double changement de fréquence, procédé adopté par les constructeurs et professionnels. La première MF élimine l'image, la seconde MF procure la sélectivité.

Si pour un récepteur à simple changement de fréquence une MF classique de 450 à 500 kHz convient parfaitement, il n'en est pas de même pour le double changement de fréquence. La première MF sera choisie entre 1 500 et 4 000 kHz, la seconde MF sera au maximum de 135 kHz (si l'on veut utiliser des anciens transformateurs MF) et pratiquement comprise entre 20 et 100 kHz.

En augmentant la sélectivité on diminue la largeur de la bande passante, donc on réduit le bruit de fond (ou souffle), ce qui permet la réception des signaux faibles, inaudibles sans cela. Se souvenir toutefois, que dans un récepteur bien étudié, le souffle vient uniquement de l'étage d'entrée.

C'est une erreur de dire que le second changement de fréquence introduit du souffle. S'il est bien monté (ce qui n'est pas hélas toujours vrai) il ne doit pas apporter de bruit de fond supplémentaire. Surveiller les réactions intempestives, qui bien souvent sont à l'origine du souffle.

Dans un récepteur à simple changement de fréquence, la réaction HF est intéressante pour la rejection de la fréquence image. D'autre part elle augmente très notablement la sélectivité. Mais les réglages sont délicats et instables. Le double changement de fréquence est bien préférable et évite ces inconvénients.

CONSTITUTION DU RECEPTEUR

Examinons les bases qui vont nous guider pour le nombre d'étages des différentes composantes du récepteur à double changement de fréquence.

1) Haute fréquence. — Un seul étage d'amplification HF suffit, alors qu'il en faut deux pour le simple changement de fréquence. Cet étage HF devra avoir le gain maximum et pour cela équipé avec un tube pentode à grande pente et à faible souffle.

2) Premier changement de fréquence. — Nous avons dit que la fréquence de la première MF sera aussi élevée que possible, afin d'avoir la rejection d'image maximum. Elle est normalement choisie entre 1,5 et 3 MHz et parfois même 4 MHz. On trouve souvent 1,6 et 1,7 MHz.

J. BASTIDE F8JD

La fréquence 1,5 MHz (1 500 kHz) correspond au début de la gamme PO. Elle a l'avantage de pouvoir être utilisée pour attaquer un récepteur normal à simple changement de fréquence, qui fait alors fonction de second changement de fréquence. On fait précéder ce récepteur d'un adaptateur délivrant à la sortie la fréquence de 1,5 MHz.

La seconde MF est alors de 455 kHz. La sélectivité est encore faible et nous avons dit que pour obtenir une excellente sélectivité il faut que la seconde MF soit comprise entre 20 et 100 kHz. On trouve sans difficulté des transformateurs pour ces dernières fréquences.

Faut-il mettre un étage d'amplification MF entre les deux changements de fréquence ? En général les récepteurs commerciaux n'en comportent pas. Or, cet étage d'amplification donne les avantages suivants :

— Amplification du signal avant le second changement de fréquence, ce qui permet d'approcher le maximum de pente de conversion.

— La sélectivité de cet étage supprime la réponse à l'image de la seconde conversion de fréquence.

Donc, chaque fois que celà sera possible, on insèrera cet étage d'amplification première MF entre les deux convertisseurs.

Le premier changement de fréquence se fera par deux tubes, l'un mélangeur, l'autre oscillateur, comme nous l'avons vu dans un article précédent (Radio-REF N° 6, 1963). Dans les exemples qui suivent, nous donnons des réalisations avec différents tubes mélangeurs et oscillateurs.

3) Second changement de fréquence : La fréquence résultante sera aussi basse que possible, afin d'avoir le maximum de sélectivité. L'amplification augmente avec la diminution de la fréquence, mais moins rapidement que la sélectivité. La tendance actuelle est d'adopter ici des circuits MF ultra-sélectifs. Voir articles « Amplificateurs MF » et « Transformateurs MF » (Radio-REF n°s 11 et 12, 1962 et n° 1, 1963).

Pour le second changement de fréquence, les tubes multigrilles conviennent, et pratiquement il est inutile d'utiliser un tube oscillateur séparé. Etant donné la fréquence réduite, il n'y a pas à craindre de glissement de fréquence, si le montage est correctement réalisé.

La fréquence de l'oscillateur étant fixe, on ne saurait trop recommander d'adopter un oscillateur à quartz, en raison de ses qualités de stabilité et de facilité de mise au point. Et il n'est pas obligatoire de blinder cet oscillateur.

Il n'en est pas de même avec un oscillateur à bobines, pour lequel on doit placer sous blindage le tube et les bobinages, afin de supprimer le rayonnement des harmoniques. De plus, des précautions doivent être prises pour le montage, afin de supprimer toute tendance au glissement de fréquence.

En seconde MF, le nombre d'étages d'amplification détermine le degré de sélectivité et d'amplification. On trouve des récepteurs à un, deux et trois étages.

Avec un seul étage MF, on aura avantage à utiliser une liaison à quatre circuits accordés, autrement dit deux transformateurs MF en série, couplés par un condensateur de faible capacité ; c'est la solution la plus simple. Voir article « Transformateurs MF », les différents procédés que l'on peut adopter (Radio-REF n° 1, 1963, p. 19 à 24).

Il est préférable d'avoir deux étages MF, en recherchant surtout la sélectivité. On réduit alors l'amplification de chaque étage.

Trois étages d'amplification MF demandent pour le réalisateur une technique éprouvée. On fait alors appel à des circuits de liaison spéciaux, que nous décrivons dans l'article précité.

A titre d'exemple, considérons une moyenne fréquence de 135 kHz. Pour un seul étage MF et un seul transformateur par liaison, on obtient une bande passante de 6 kHz. L'utilisation de deux transformateurs en série, entre le tube convertisseur et le tube amplificateur MF réduit la bande passante à 4 kHz. Avec deux étages MF chacun couplé par deux transformateurs en série, la bande passante est réduite à 2,5 kHz, suffisante pour une bonne compréhension de la parole, surtout en réception à bande latérale unique (BLU).

QUELQUES EXEMPLES DE REALISATION

Nous donnons ci-après quelques montages pratiques pour la partie double changement de fréquence proprement dite. Pour simplifier les schémas, nous n'avons pas représenté d'étage d'amplification HF. Se reporter pour cela à l'article précité sur les « Amplificateurs HF ».

De même, l'étage d'amplification MF intermédiaire n'est pas indiqué. Tels quels, ces montages fonctionnent convenablement, mais les circuits doivent être soigneusement blindés les uns par rapport aux autres, sinon la sélectivité sera réduite et des fréquences images parasites se produiront fréquemment. L'étage MF intermédiaire supprimera ces inconvénients. Pour la réalisation, voir article « Amplificateurs MF ».

Nous commençons la série par le montage le plus classique. Schéma figure 21. Le premier changement de fréquence est à deux tubes indépendants 6BE6 et 6C4. La tension plaque du tube oscillateur 6C4 et écran du tube mélangeur 6BE6 est stabilisée à 105 volts par tube régulateur 0B2 ou VR105.

Le second changement de fréquence, avec tube 6BE6, est équipé en oscillateur ECO. L'écran est alimenté par la même tension régulée que le premier convertisseur, afin d'améliorer la stabilité de la fréquence. Le circuit oscillant LC est accordé sur une fréquence telle que l'on obtienne la seconde MF par différence avec la première MF. Par exemple, pour une première MF de 1 600 kHz et une deuxième MF de 75 kHz, on aura pour LC soit 1 525 kHz, soit 1 675 kHz.

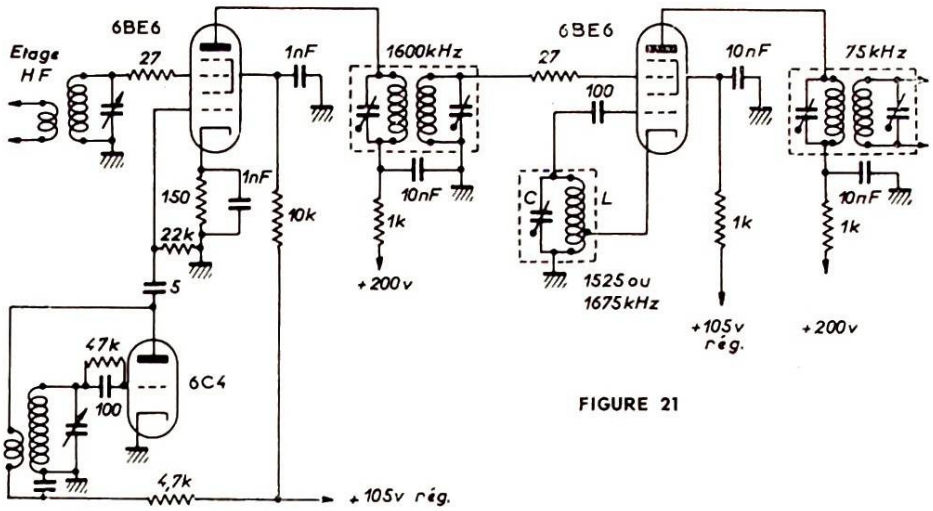


FIGURE 21

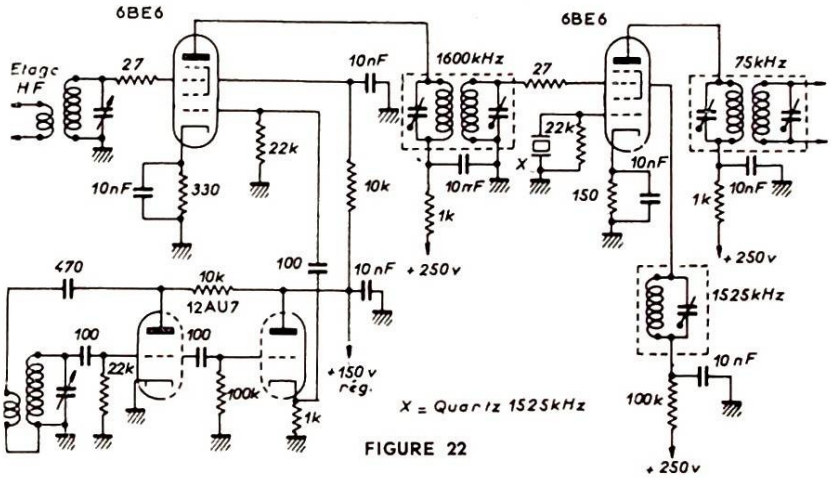


FIGURE 22

Le montage de la figure 22 est une variante du précédent. Ici l'oscillateur du premier convertisseur est celui de la figure 8 (article « Oscillateurs HF »), avec tube double triode 12AU7 ou 12AT7, dont un élément triode fonctionne en tube de couplage à cathode follower.

Le second convertisseur, tube 6BE6, est à oscillateur quartz. Avec tube 6BA7, le montage est le même ; il suffit de relier à la masse la grille suppressor.

Nous avons vu que les tubes pentodes étaient intéressants en mélangeurs en raison de leur faible souffle. Figure 23 le montage correspondant. Les pentodes seront du type à pente fixe, et l'on aura avantage à les choisir avec une pente aussi élevée que possible, ce qui améliorera le rendement de conversion. Dans l'ordre de préférence, nous avons les tubes 6AH6 (9,4) - 6CB6 (6,2) - 6AU6 (5,2) - 6BH6 (4,6). Entre parenthèses, nous indiquons la pente des tubes en amplificateurs HF : utilisés en mélangeurs, la pente est environ 4 fois moindre. Noter que le tube triode-pentode 6U8 (ECC82) est utilisable dans ce montage.

La seconde conversion, avec oscillateur quartz par tube séparé, est à polarisation cathodique variable par le potentiomètre de 10 000 ohms (type bobiné) que l'on règle pour le maximum de sensibilité ou de sélectivité suivant le cas. Ici également, le tube 6U8 est intéressant.

Un quatrième schéma figure 24. Le mélangeur du premier convertisseur est un tube pentode 6AC7, à faible souffle, avec injection dans la cathode. Ce tube a toutefois le défaut d'osciller s'il n'est pas suffisamment chargé sur la grille d'entrée (antenne débranchée) ou si sa résistance de cathode est trop

faible. Nous avons indiqué pour celle-ci une valeur de 1 500 ohms ; elle sera augmentée en cas d'oscillation. Avec les valeurs indiquées, la tension de cathode est aux environs de 2 volts, et celle de l'écran de 60 volts.

Un dernier schéma figure 25. Abandonnant pour une fois le principe de la première conversion par deux tubes séparés, nous donnons le montage d'un tube pentagrille en premier

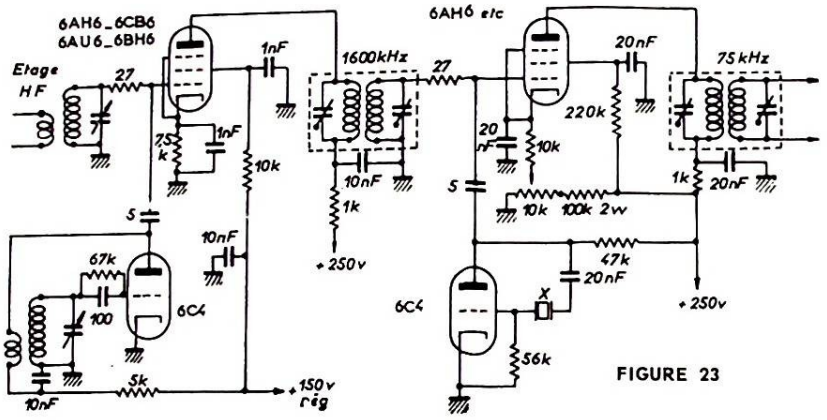


FIGURE 23

Le second convertisseur est à oscillateur quartz, tube pentagrille 6K8. Le circuit oscillant LC facilite l'oscillation du quartz. La bobine L a une inductance de 750 µH (pour un quartz de 1 600 à 1 800 kHz) et le condensateur C une capacité de 47 pF (mica argenté). D'autre part, avec le potentiomètre de cathode de 1 000 ohms, on provoque une réaction dans ce tube convertisseur, ce qui améliore la sensibilité et la sélectivité du récepteur.

mélangeur-oscillateur combiné. Mais nous adoptons pour cela le tube 6SB7-Y qui est bien supérieur aux autres types pentagrilles, comme le modèle 6SA7 par exemple. La seconde conversion est classique, avec tube 6K8 et oscillateur quartz.

Nos lecteurs pourront combiner tous autres montage de double changement de fréquence, en utilisant les montages élémentaires décrits dans les articles précédents.

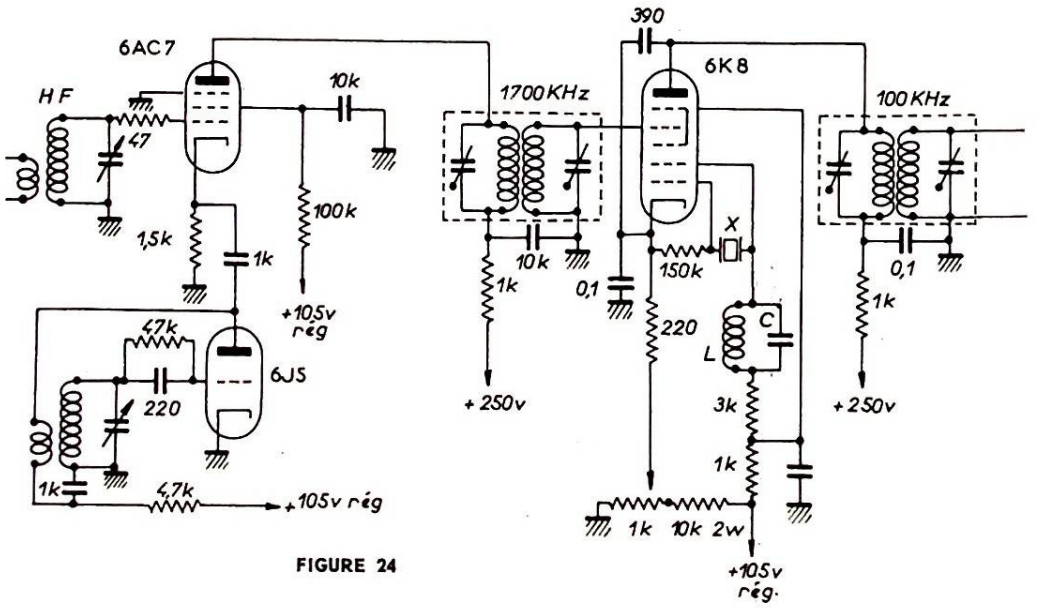


FIGURE 24

La fréquence du quartz dépend de la valeur des deux MF. Avec celles indiquées sur le schéma, prendre soit 1 600 kHz, soit 1 800 kHz.

TRANSFORMATEUR 1 600 kHz SPECIAL

Ci-après la description d'un transformateur MF 1 600 à 1 800 kHz, pour liaison entre les

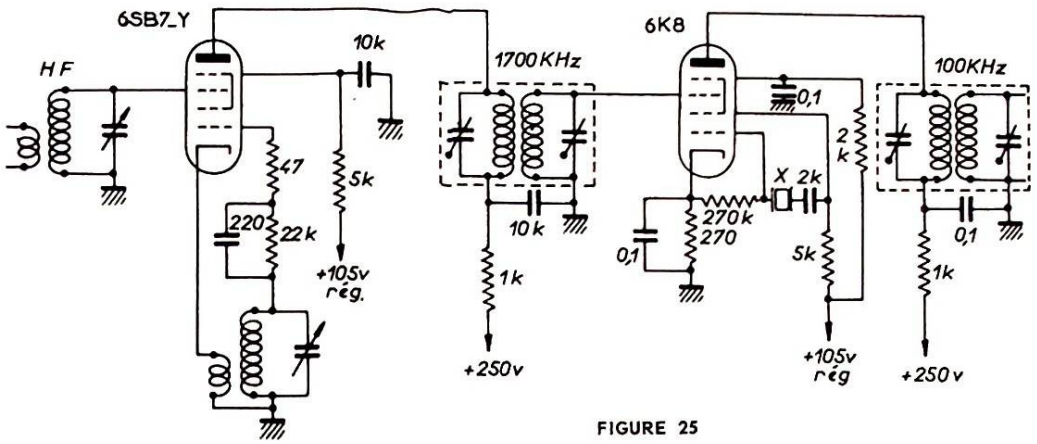


FIGURE 25

deux changements de fréquence. Les deux enroulements primaire et secondaire ne sont pas couplés directement entre eux, mais par l'intermédiaire d'un « link » suivant figure 26.

Chaque enroulement est dans un blindage séparé, de façon à supprimer tout couplage direct aussi bien inductif que capacitif. Le couplage se fait par deux bobines auxiliaires L3 et L4 de quelques spires, reliées entre elles par un bout de fil blindé dont le blindage est mis à la masse en son milieu (le blindage sert de fil de retour).

Les caractéristiques sont les suivantes :

L1 = L2 = 90 spires jointives fil 4/10 émaillé sur tube carton bakélisé diam. 25 mm.

L3 = L4 = 5 spires jointives même fil, enroulées à une distance de 15 mm de l'extrémité froide des bobines précédentes.

Les condensateurs d'accord C1 et C2 sont des ajustables de 140 à 160 pF. On peut les constituer par un condensateur fixe 100 pF (obligatoirement au mica argenté, pour éviter

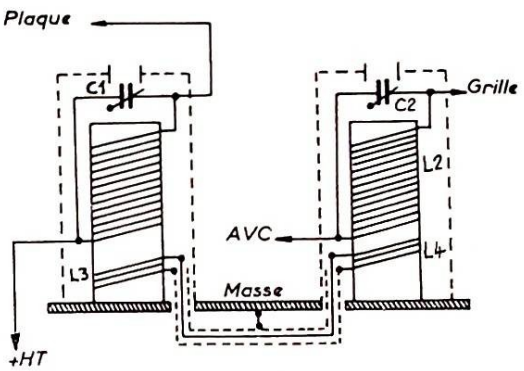


FIGURE 26

toute variation de capacité) et d'un condensateur ajustable à cloche et diélectrique air 6-60 pF.

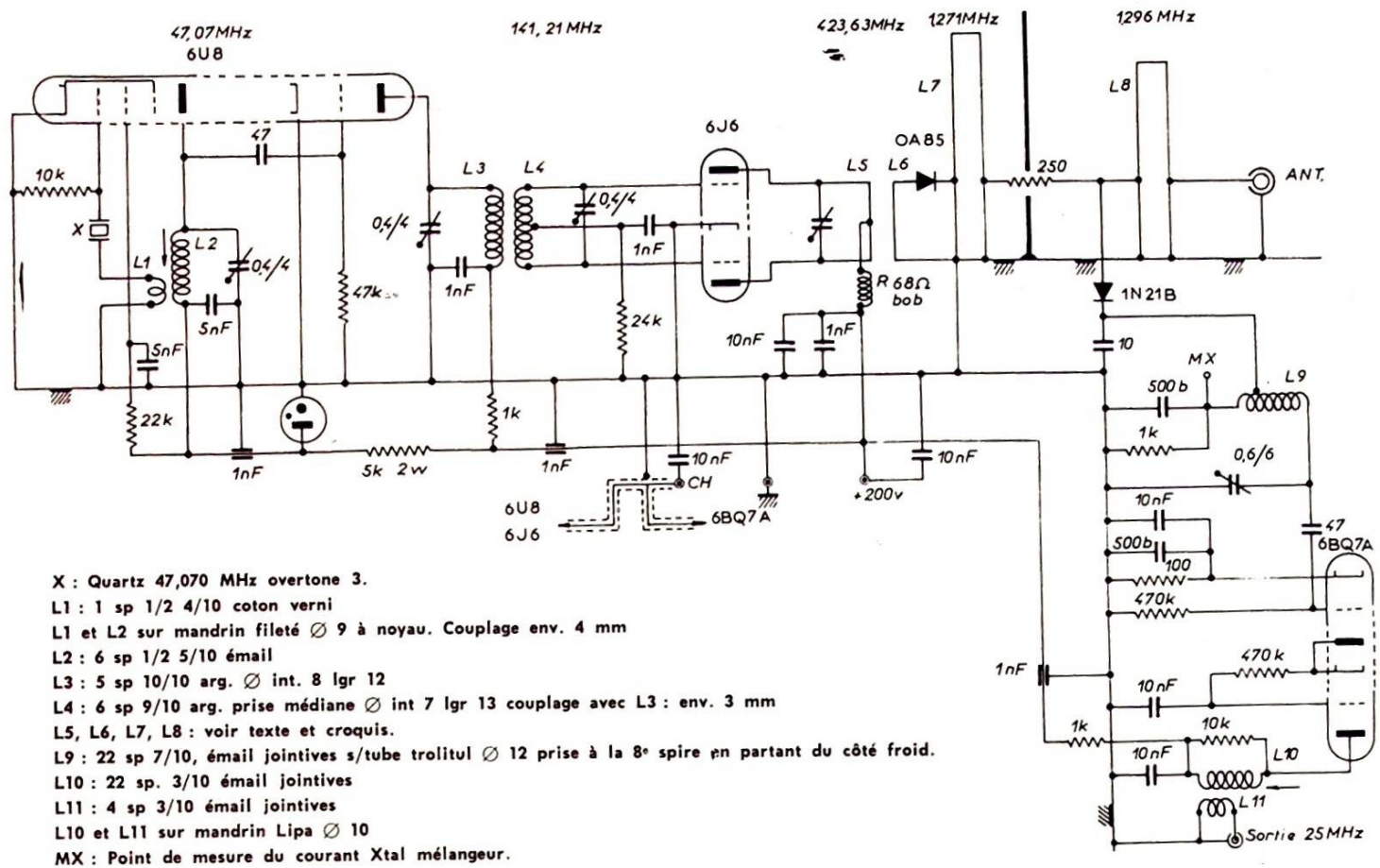
L'accord est précis. Grâce à ce couplage et sous réserve que le « link » ait son blindage mis à la masse, on élimine le couplage capacitif. La sélectivité est nettement améliorée, sans la nécessité d'un étage d'amplification MF intermédiaire.

EN BREF . . .

- **TELETYPE.** — Nous demandons aux amateurs intéressés par ce procédé de transmission de bien vouloir se faire connaître au Secrétariat ; ceci en vue de former un groupe concernant cette activité.

- **ERRATUM.** — L'article « Construction d'une Levy rotative » paru dans Radio-REF de Décembre 1963, page 771, est dû à M. Sirieix F3WS et non F3WB comme nous l'avions indiqué.

- **COUPE DU REF 1964.** — Retenez dès à présent ces dates :
Télégraphie : du 25 janvier 1400 TU au 26 janvier 2100 TU sur bandes de 3,5 à 28 MHz.



X : Quartz 47,070 MHz overtone 3.
L1 : 1 sp 1/2 4/10 coton verni
L1 et L2 sur mandrin fileté ∅ 9 à noyau. Couplage env. 4 mm
L2 : 6 sp 1/2 5/10 émail
L3 : 5 sp 10/10 arg. ∅ int. 8 lgr 12
L4 : 6 sp 9/10 arg. prise médiane ∅ int 7 lgr 13 couplage avec L3 : env. 3 mm
L5, L6, L7, L8 : voir texte et croquis.
L9 : 22 sp 7/10, émail jointives s/tube trolitul ∅ 12 prise à la 8e spire en partant du côté froid.
L10 : 22 sp. 3/10 émail jointives
L11 : 4 sp 3/10 émail jointives
L10 et L11 sur mandrin Lipa ∅ 10
MX : Point de mesure du courant Xtal mélangeur.

LES RECEPTEURS DE TRAFIC OC

LA DETECTION

Dans cet article, nous ne nous occuperons que de la détection classique et des différentes variantes que l'on peut adopter. Nous ne traiterons pas les détecteurs pour modulation de fréquence et BLU, en priant les lecteurs de bien vouloir se reporter aux Radio-REF ci-après, où ils trouveront toutes précisions utiles :

- **1961, N° 1, page 10 : Un plaidoyer pour la NBFM, par Bill Sykes G2HCG et Plion F9ND.**
- **1963, N° 2, page 8 : Détecteurs pour FM, par Bochent F3LR.**
- **1963, N° 3, page 160 : Discriminateur de rapport, par Chassard F1AG.**
- **1964, N° 1, page 8 : Détecteur de rapport, par Tenot 6W8BF.**
- **1964, N° 2, page 88 : Réception de la BLU, par Fouret F8GB.**

GENERALITES

La détection doit être considérée de façon différente suivant qu'il s'agit d'un récepteur superhétérodyne de radiodiffusion ou d'un appareil de trafic. Différente également dans le cas des récepteurs à amplification directe.

Pour la radiodiffusion, on recherche avant tout la pureté de reproduction, c'est pour cela que l'on adopte presque toujours la détection diode, qui, sans être parfaite, allie la simplicité du montage et de fonctionnement à la facilité d'adoption de l'anti-fading. La détection Sylvania (à charge cathodique) a également ses adeptes.

Dans le récepteur de trafic ondes courtes, pour lequel on ne recule pas devant des montages moins simplistes, la détection diode présente moins d'avantages.

Les récepteurs à amplification HF directe, utilisent en général la détection grille à réaction, permettant d'obtenir facilement une bonne sensibilité. Mais suivant le but poursuivi, on peut prendre un autre type de détection.

Nous allons montrer les avantages et les inconvénients des différents montages de détection, ce qui permettra d'orienter le choix.

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 un récepteur de trafic, la détection diode est peu efficace et le rendement 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 de la radiodiffusion).

Un autre inconvénient est que la diode charge le circuit oscillant sur lequel elle est montée, d'où amortissement non négligeable du dernier transformateur MF ; il s'ensuit naturellement une diminution de sélectivité. On atténue cet amortissement en attaquant la diode, non par l'extrémité du secondaire du transformateur MF, mais par une prise médiane faite sur cet enroulement ; 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 transformateur attaquant la diode, couplage différent (plus serré) de celui du transformateur d'entrée. Mais le problème reste le même, sinon aggravé, pour les signaux faibles ; on compense en adoptant deux étages moyenne fréquence.

J. BASTIDE F8JD

Dans un superhétérodyne il y a deux détections : la première pour le changement de fréquence, la seconde qui est la détection moyenne fréquence. 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 ondes très courtes), mais des tubes tels que triodes, penthodes, hexodes, etc.

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 (transformateur MF). Cette charge peut entraîner dans certains cas une perte de sélectivité non négligeable. Et la diode ne procure aucune amplification.

Cela dit, examinons le schéma figure 1. C'est le montage classique avec antifading

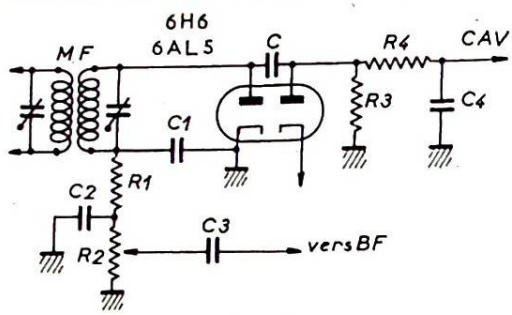


Figure 1
C = C1 = C2 = 100 pF.
C3 = 0,01 µF mica.
C4 = 0,01 à 0,1 µF papier.
R1 = 50.000 Ω 1/2 W.
R2 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R3 = R4 = 1 MΩ 1/2 W.

simple : détection par une des diodes, antifading par l'autre diode. La cathode de cette dernière est reliée soit à la masse pour CAV non différé, soit à la cathode du premier tube BF (tension positive de quelques volts) si on veut avoir le CAV différé.

Nous conseillons vivement l'utilisation d'un tube double-diode séparé du tube BF et non d'un tube combiné diode-triode ou diode-penthode, servant à la fois de détecteur, CAV 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.

Amplificateur-détecteur à charge cathodique. — Comme nous l'avons vu, la diode en détection amortit le circuit accordé qui le précède. Il s'ensuit une réduction sensible de la sélectivité.

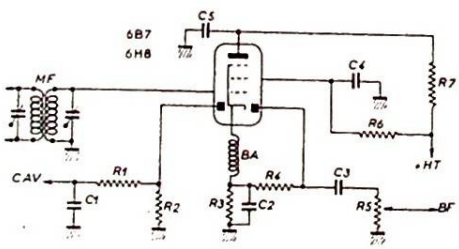


Figure 2
C1 = C2 = 0,1 µF.
C3 = C4 = C5 = 0,01 µF.
BA = voir texte.
R1 = R4 = 0,5 MΩ 1/2 W.
R2 = 1 MΩ 1/2 W.
R3 = 300 Ω 1 W.
R5 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R6 = 47.000 Ω 1/2 W.
R7 = 15.000 Ω 1/2 W.

Le montage de la figure 2 permet de supprimer cet inconvénient et améliore très sensiblement la sélectivité MF du récepteur. Un tube double-diode-penthode est monté en cathode-follower à la sortie du dernier transformateur MF. La grille étant polarisée négativement, ne charge plus le secondaire de ce transformateur (comme l'aurait fait une diode); utiliser pour ce transformateur un type inter-étage (couplage lâche).

La bobine d'arrêt BA, insérée dans la cathode, constitue l'impédance de charge. Sa valeur n'est pas critique, ni d'abeille d'une centaine de spires, obligatoirement blindée. La résistance R3 shuntée par le condensateur C2 donne la polarisation convenable ; la valeur de R3 dépend du type de tube utilisé.

Certains auteurs conseillent d'insérer dans le circuit anodique un circuit accordé MF à la place de la résistance R7. Dans ce cas, le condensateur de découplage C5 est supprimé.

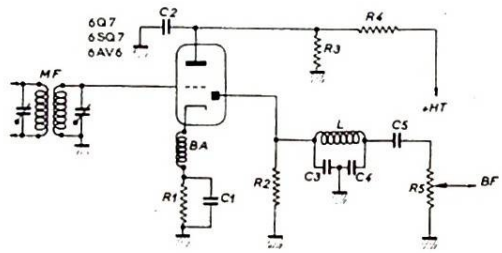


Figure 3
C1 = 0,1 µF.
C2 = C5 = 0,01 µF mica.
BA = Bobine d'arrêt (voir texte).
R1 = 5.000 Ω 1 W.
R2 = 0,5 MΩ 1/2 W.
R3 = R4 = 50 kΩ 1 W.
R5 = pot 0,5 MΩ.

On peut remplacer le tube duo-diode-penthode par un tube duo-diode triode, par exemple 6Q7, 6SQ7 ou analogue. Schéma figure 3. Le filtre L C3 C4 doit résonner sur la fréquence MF, de façon à former bouchon. L'antifading se monte de la même façon que dans le schéma précédent.

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 maximum. 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 amplificateur à un seul étage. L'inconvénient est que pour l'antifading, il faut utiliser une diode séparée ; nous en reparlerons.

On n'utilise pratiquement plus de triode, mais un tube penthode à pente fixe, plus sensible. Schéma figure 4. Le tube est fortement polarisé et la résistance cathodique de polarisation doit être shuntée par un condensateur de forte capacité (0,5 µF au moins). Pour une polarisation correcte, en l'absence de signal, le courant plaque doit être presque nul (0,05 µA environ).

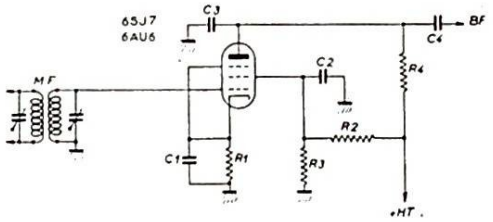


Figure 4

C2 = 0,5 µF papier.
C3 = 250 pF mica.
C4 = 0,01 µF mica.
(autres valeurs = voir texte)
R2 = 50.000 ohms 1 W.
R3 = 20.000 ohms 1 W.

Noter que près du « cut-off » (point où le courant plaque s'annule) les tubes « faible pente » ont une pente toujours bien plus forte que les tubes « grande pente ».

La polarisation dépend de la tension écran ; mais celle-ci est beaucoup moins critique que pour une détection grille (voir plus loin). L'écran sera alimenté par dispositif potentiométrique, afin de mieux stabiliser la tension.

Suivant le type de tube utilisé, on prendra pour R1 une valeur comprise entre 10.000 et 20.000 ohms, et pour R2 entre 0,1 et 0,25 méghom. Par exemple, pour les tubes 6J7 et 6AU6, on aura respectivement 10.000 ohms et 0,25 MΩ.

Le condensateur de découplage de l'écran, comme pour la cathode, aura au minimum une capacité de 0,5 µF pour obtenir une amplification correcte des courants de basse fréquence. Si l'on craint les ronflements dus à l'induction de secteur (surtout avec les tubes à chauffage 12 volts), découpler à la masse les deux broches chauffage du tube par deux condensateurs de 0,01 µF, mica ou céramique.

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 5, on utilise un tube double triode 6SN7, 12AU7, etc. La première triode fonctionne en détection plaque à réaction cathodique, la seconde triode en préamplificatrice BF avec dispositif limiteur de parasites. Ce schéma est intéressant, mais on peut se limiter à la détection avec tube simple triode.

La réaction cathodique est obtenue par la bobine L (non couplée au transformateur MF). Pour une moyenne fréquence de 450 à 500 kHz, elle comportera une centaine de spires en fil 12/100 à 16/100 deux couches coton ou soie, enroulées en vrac sur un mandrin diamètre 15 mm, la longueur du bobinage étant approximativement de 25 mm. Pour une MF de 175 à 200 kHz, le nombre de spires sera un peu plus faible, soit 70 à 80 spires. Un trop grand nombre de spires produit une réaction brutale ; en fonctionnement normal, la manœuvre de la résistance variable R2 (montée aux bornes de la bobine L) donne un accrochage aussi doux que celui d'un autodyne.

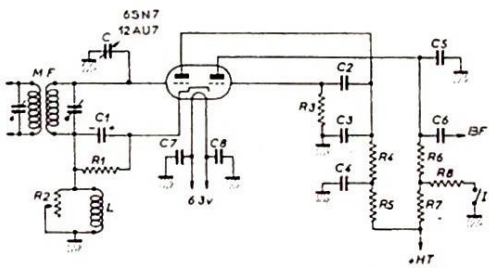


Figure 5

C = variable 15 pF.
C1 = 25 µF 50 V chimique.
C2 = C6 = C7 = C8 = 0,01 µF.
C3 = 2.000 pF mica.
C4 = 0,5 µF papier.
C5 = 5.000 pF mica.
R1 = 250 à 400 Ω 1 W.
R2 = potentiomètre 10.000 Ω.
R3 = 0,25 MΩ.
R4 = 10.000 Ω 1 W.
R5 = 5.000 Ω. 1 W.
R6 = R7 = 25.000 Ω 1 W.
R8 = 500 Ω 1 W.

Le petit condensateur ajustable C, d'une capacité de 15 pF, 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 0,01 µF.

Le dispositif limiteur de parasites entre en action lorsque l'on ferme l'interrupteur I qui met en service la résistance R8 de 500 ohms. La valeur de cette résistance détermine le taux d'écrêtage des parasites ; on peut la

remplacer par une résistance variable de 1.000 ohms, avec interrupteur combiné.

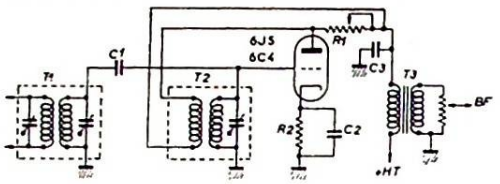


Figure 6

C1 = 4 à 5 pF stéatite.
C2 = 0,01 à 0,1 µF papier.
C3 = 1.000 pF mica.
R1 = potentiomètre 10.000 Ω graphite.
R2 = 33.000 Ω 1 W.

Un montage plus simple peut être réalisé avec un transformateur MF supplémentaire, après modifications. Schéma figure 6.

Le premier transformateur T1 est normal. Il est couplé par capacité (condensateur C1) au second transformateur T2 (modifié) : le primaire de ce dernier sert de bobine de réaction (dessouder le condensateur ajustable d'accord). Le secondaire (non modifié) est accordé sur la même fréquence que celle du transformateur T1.

La réaction s'obtient par la résistance variable R1 (type potentiomètre) shuntant l'enroulement de réaction. Si cette réaction est trop brutale, on réduira le nombre de spires de l'enroulement.

Le tube triode est d'un type courant (6J5, 6C4, etc.). On peut adopter un tube double-triode, la seconde triode sera utilisée pour une autre fonction, BFO par exemple.

La liaison à l'amplificateur BF se fait par le transformateur basse fréquence T3 au rapport 1/3.

Détection grille. — C'est la 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 détection, même en l'absence de réaction. Elle constitue le meilleur détecteur pour les signaux faibles, surtout si 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 décupler 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 ondes courtes 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, toutefois, d'adopter un tube penthode, en se souvenant que la tension écran est critique : le rendement varie dans de larges limites pour une variation de tension écran de quelques volts. Cette tension écran sera de 30 volts pour une tension plaque de 100 à 250 volts ; c'est une valeur que l'on oublie de respecter, d'où mauvais fonctionnement de la détection.

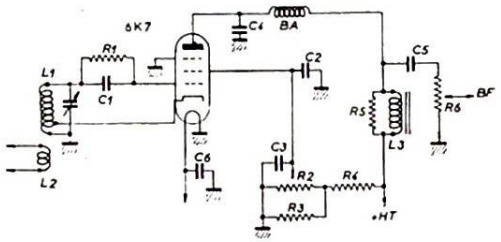


Figure 7

C1 = 100 pF mica.
C2 = C6 = 1.000 pF mica.
C3 = 0,5 µF papier.
C4 = 250 pF mica.
C5 = 0,01 µF mica.
BA = bobine d'arrêt 2,5 mH.
R1 = 2 MΩ 1/2 W.
R2 = potentiomètre 50.000 Ω graphite.
R3 = 4.700 Ω 1 W.
R4 = 15.000 Ω 1 W.
R5 = 220.000 Ω 1/2 W.
R6 = potentiomètre 500.000 Ω.

Le montage classique ECO est donné figure 7. Le point délicat est la prise de cathode sur la bobine grille L1. De la position de cette prise dépend la stabilité et la douceur de réaction. Des essais seront nécessaires pour arriver à trouver l'emplacement convenable de la prise, parfois à 1/4 de spire près.

A titre indicatif, voici quelques valeurs, pour tube détecteur 6K7. Toutes les bobines sont montées sur tube carton bakélisé, diamètre 25 mm, longueur 70 à 80 mm. Fil isolement deux couches soie (tableau A).

La réaction est commandée par le potentiomètre R2 qui fait varier la tension écran du tube. Cet écran est découplé, du point de vue HF, par le condensateur C2 soudé à la broche du support du tube ; le condensateur C3, de forte valeur, placé entre le curseur de R2 et la masse, est destiné à supprimer les crachements dus au réglage du potentiomètre.

Bandes (MHz)	Bobines	Impédance (µH)	Spires	Longueur bobine (mm)	Fil	Prise
3,5	L1 L2	27 —	41 12	25 —	4/10 3/10	3 1/2 —
7	L1 L2	6,2 —	18 7	13 —	6/10 4/10	2 —
14	L1 L2	1,7 —	9 4	12 —	6/10 4/10	1 1/2 —

Tableau A

Ne pas omettre le condensateur C6 de découplage du filament du tube détecteur. Comme tous les condensateurs de découplage, il sera soudé directement à la broche du support du tube. Adopter de préférence des condensateurs céramique type disque (ou bouton).

La self-inductance L3 est du type BF à fer (primaire de transformateur BF ou bien de transformateur de haut-parleur petit modèle 7.000 ohms). La résistance R5 aux bornes de L3 supprime les tendances aux piaulements d'accrochage.

Dans le tableau ci-avant, nous avons indiqué les valeurs de la bobine primaire L2. Elles correspondent au cas d'un étage HF placé avant la détectrice ECO. Cet étage HF est obligatoire, afin d'éviter toute réaction dans l'antenne.

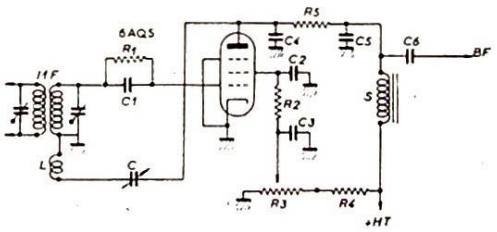


Figure 8

C = ajustable 50 pF.
C1 = C4 = C5 = 100 pF.
C2 = 0,1 µF.
C3 = 0,5 à 1 µF.
R1 = 1 MΩ 1/2 W.
R2 = 10.000 Ω 1/2 W.
R3 = potentiomètre 50.000 Ω
R4 = 0,1 MΩ 1 W.
R5 = 20.000 Ω 1 W.

On peut remplacer le tube 6K7 (ou 6SK7) par un tube de type plus récent. Mais l'expémontre que les types 6AK5, 6BA6, 6CB6 par exemple, ne permettent pas un accrochage convenable de la réaction. Il faut utiliser le type 6AQ5 (penthode de puissance), qui dans cette fonction donne d'excellents résultats. Le nombre de spires cathode sera légèrement réduit.

En raison de la difficulté d'établir convenablement la prise de cathode sur la bobine grille, on préfère souvent adopter le schéma de la figure 8. C'est en particulier le cas où l'on utilise un tube détecteur grille à réaction à la suite d'un amplificateur MF.

La bobine L aura une vingtaine de spires, placées contre le secondaire du transformateur MF. En C, on peut prendre un condensateur ajustable, dont le réglage permet d'obtenir un accrochage doux et sans claquement. Cet accrochage s'obtient par le potentiomètre R3 ; le condensateur C3, de forte valeur, est destiné à supprimer les crachements lorsque l'on manœuvre le potentiomètre R3. Le filtre C4 R5 C6, placé dans le circuit plaque, supprime les causes d'instabilité, sifflements et accrochages intempestifs. La self inductance S du circuit plaque, est constituée par un bon transformateur BF avec primaire et secondaire en série (attention au sens des enroulements) ; on a souvent avantage à la shunter par une résistance de l'ordre de 0,2 mégohm.

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

La suite de cet article se poursuivra dans notre prochain numéro.

LA DETECTION

Voir Radio-REF Mai 1964 page 333.

J. BASTIDE F8JD

Une variante du montage précédent est donnée figure 9. Elle évite le condensateur de réaction C mais demande quelques essais pour la détermination de la bobine de réaction L et sa distance (couplage) par rapport au secondaire du transformateur MF. On partira d'une vingtaine de spires comme pour le cas précédent.

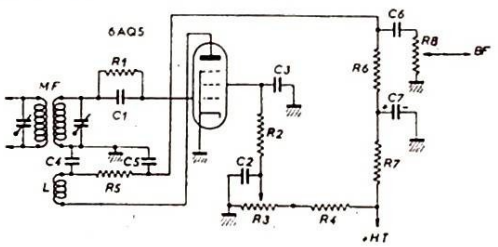


Figure 9

C1 = 100 pF mica.
C2 = 1 µF papier.
C3 = 0,1 µF papier.
C4 = C5 = 100 à 200 pF mica.
C6 = 0,01 µF mica.
C7 = 8 µF 450 V chimique.
R1 = 1 MΩ 1/2 W.
R2 = 10.000 Ω 1/2 W.
R3 = potentiomètre 50.000 Ω graphite.
R4 = 50.000 Ω 1 W.
R5 = R7 = 20.000 Ω 1 W.
R6 = 0,25 MΩ 1 W.

Si le nombre de spires est trop grand, l'accrochage se fera pour une tension écran trop réduite, et le courant plaque sera faible, d'où mauvais rendement BF.

On diminue alors le nombre de spires, et de ce fait on doit augmenter la tension écran (potentiomètre R3) pour obtenir l'accrochage. Par essais successifs (faire varier au besoin le couplage de la bobine de réaction) on arrive à une forte réception au moment de l'accrochage. Si ce dernier est trop brutal, procéder en sens inverse. Rappelons que la tension écran doit être environ du cinquième de celle du même tube fonctionnant en amplificateur HF ou MF.

La cellule de filtrage C4 R5 C5 est indispensable. Elle sera placée dans le boîtier du transformateur MF. Elle a pour but de dériver la MF à la masse et d'éviter qu'elle ne soit transmise à l'amplificateur BF, ce qui se traduirait par des sifflements divers.

La figure 9 donne également un couplage différent du tube détecteur à l'amplificateur BF qui se fait par résistances et capacité.

Nous pouvons éviter l'adjonction de la bobine de réaction. Divers montages sont possibles. Figure 10 schéma avec réaction basée sur le principe de l'oscillateur Colpitts. Le secondaire du transformateur MF est accordé par deux condensateurs en série, qui forment un diviseur de tension MF.

Pratiquement, ce montage est facile à mettre au point avec un transformateur à noyaux magnétiques plongeurs. On enlève le condensateur normal d'accord du secondaire (identique à celui du primaire) et on le remplace par C2 et C3. Le rapport entre les deux capacités de C2 et de C3 donnera le taux de réaction.

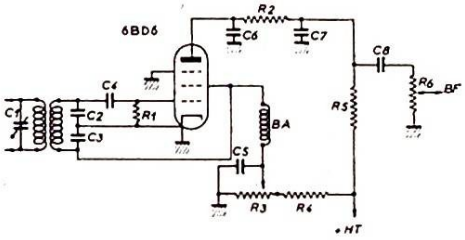


Figure 10

C1 = C2 = C3 = voir texte.
C4 = 330 pF stéatite.
C5 = 25 µF 50 V chimique.
C6 = C7 = 470 pF stéatite.
C8 = 0,01 µF mica.
R1 = 0,5 MΩ 1/2 W.
R2 = R5 = 47.000 Ω 1/2 W.
R3 = potentiomètre 10.000 Ω bobiné.
R4 = 0,1 MΩ 2 W.
R6 = potentiomètre 0,5 MΩ.
BA = bobine d'arrêt 2,5 mW.

On commencera les essais en prenant pour C2 une valeur égale à celle de C1 et pour C3 une valeur 5 à 6 fois supérieure. L'accord du primaire et du secondaire se fait par les noyaux magnétiques. Ces essais se conduiront comme indiqué plus haut, d'après la tension écran d'accrochage et la puissance BF de sortie au circuit plaque.

Les valeurs du schéma sont données pour tube penthode type 6BD6.

Un autre montage, qui a l'avantage d'être très simple, utilise un tube triode à coefficient d'amplification élevé, type 6F5, 6C4, 1/2 de

12AT7, etc. Schéma figure 11. La bobine L (non couplée au transformateur MF) fonctionne en réaction cathodique. La réaction et l'oscillation sont commandées par la résistance variable R2 de 5.000 à 10.000 ohms.

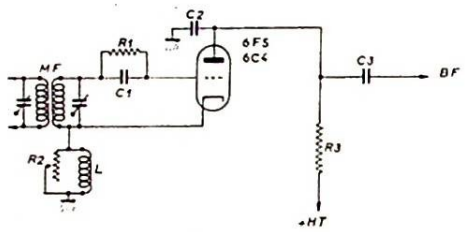


Figure 11

C1 = 100 pF mica.
C2 = 1.000 pF mica.
C3 = 10.000 pF mica.
R1 = 1 à 2 MΩ 1/2 W.
R2 = potentiomètre 10.000 Ω graphite.
R3 = 10.000 Ω 1 W.

Nous retrouvons le montage de la figure 5 (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.

Commande de la réaction. — Nous avons dit que pour obtenir le rendement maximum du tube penthode détecteur à réaction, la tension écran devait être de l'ordre de 30 volts. Le montage classique (figure 12A) comporte un potentiomètre R3 qui règle l'accrochage en faisant varier la tension appliquée à l'écran. Pratiquement, on s'écarte largement des 30 volts précités.

Le moyen d'éviter cet inconvénient est de fixer une fois pour toutes la tension écran, non plus à l'aide d'un potentiomètre variable,

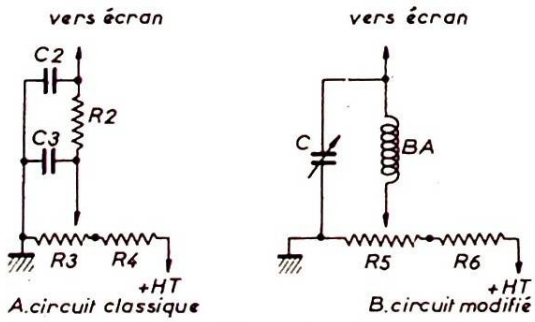


Figure 12

C = variable 140 pF.
C2 = 0,1 µF.
C3 = 0,5 à 1 µF.
BA = bobine d'arrêt.
R2 = 10.000 Ω 1/2 W.
R3 = potentiomètre 50.000 Ω.
R4 = 0,1 MΩ 1 W.
R5 = ajustable 10.000 Ω 2 W.
R6 = 50.000 Ω 2 W.

mais d'une résistance potentiométrique R5 que l'on règle de façon à obtenir les 30 volts de la grille écran. Voir figure 12B. Cela élimine le condensateur C3 dont le but était de supprimer les crachements pendant la manœuvre du curseur de R3.

La commande de réaction est obtenue par un condensateur variable C, d'une valeur de 100 à 200 pF. Il en résulte un accrochage très doux, pas de crachements et une simplification du montage.

Réaction par tube séparé. — Ce système s'applique à la détection grille. L'avantage est qu'il permet au détecteur de fonctionner avec le rendement maximum et d'avoir une excellente commande de la réaction. Les deux fonctions sont ainsi séparées.

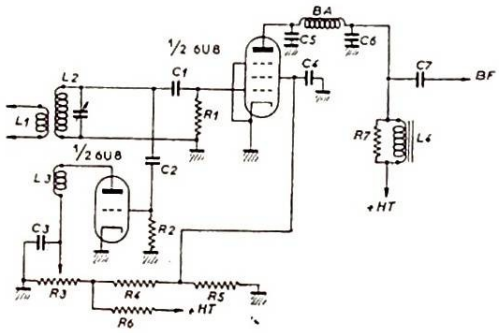


Figure 13

C1 = C2 = 100 pF mica.
C3 = 0,5 à 1 µF papier.
C4 = C7 = 0,01 µF mica.
C5 = C6 = 250 pF mica.
R1 = R2 = 1 à 2 MΩ 1/2 W.
R3 = potentiomètre 50.000 Ω.
R4 = R5 = 10.000 Ω 1 W.
R6 = 25.000Ω 2 W.
R7 = 0,1 à 0,2 MΩ 1/2 W.

Figure 13, le schéma correspondant. Le tube triode de réaction sera placé à côté du tube penthode détecteur, de façon à réduire au maximum la longueur des connexions parcourues par la haute fréquence. Les tubes triode-penthode à cathodes séparées, genre 6U8, conviennent très bien.

Les bobines seront réalisées de la façon suivante : sur un mandrin isolant, on enroule d'abord le bobinage secondaire grille L2. Sur le côté froid de L2, après interposition d'une feuille de papier, on enroule le primaire L1 (se reporter à ce sujet au chapitre « Bobines HF »). Puis, à la suite de L2 (et à 2 ou 3 mm), on enroule la bobine de réaction L3 avec sens de l'enroulement inverse de celui de L2 ; l'extrémité froide de L3 (côté potentiomètre) se trouvera vers L2 et l'extrémité chaude (côté plaque) à l'extérieur.

Le nombre de spires de la bobine de réaction L3 est déterminé par essais, de façon à obtenir l'accrochage lorsque le curseur du potentiomètre se trouve vers le milieu de sa course. En général quelques spires suffisent, mais leur nombre est fonction de la pente du tube triode utilisé.

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 peut aussi bien s'appliquer à la détection plaque.

Le schéma est celui de la figure 14. On utilise des tubes triodes courants 6C5, 6J5, 6C4, etc., ou des tubes penthodes montés en triode, ou encore 1/2 de 12AT7 ou 12AU7.

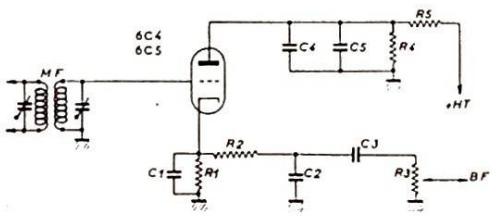


Figure 14

C1 = 250 pF mica.
C2 = 100 pF mica.
C3 = 0,01 µF mica.
C4 = 1.000 pF mica.
C5 = 0,5 µF papier.
R1 = (voir texte).
R2 = 25.000 Ω 1 W.
R3 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R4 = 20.000 Ω 2 W.
R5 = 25.000 Ω 2 W.

La tension MF (ou HF) est appliquée entre grille et masse. La plaque est à une tension d'une centaine de volts, obtenue par montage potentiométrique R4 R5 et découplée à la masse (du point de vue BF) par un condensateur de forte valeur C5, shunté par une capacité C4 de 1.000 à 2.000 pF au mica (cette dernière pour le découplage HF).

La résistance cathodique R1 (résistance de charge) est shuntée par un condensateur C1 de faible valeur (250 pF) qui écoule à la masse le courant HF, mais non le courant détecté BF. Cette résistance de charge R1 est déterminée par l'annulation du courant anodique en l'absence de signal (cut-off) ; sa valeur dépend donc du tube et de la tension plaque. Avec des tubes triodes à coefficient d'amplification moyen, cette résistance cathodique peut varier entre 50.000 et 150.000 ohms (type 1 watt).

Avec ce genre de détection, il est conseillé d'utiliser un transformateur M.F. du type inter-étage (couplage lâche) plutôt que le type prévu pour détection diode (couplage serré).

Les tubes double-triode 12AU7 et similaires, permettent une réalisation compacte comportant à la fois la détection Sylvania et l'amplification de tension basse fréquence (premier étage BF). Schéma figure 15. Application dans le cas où l'on désire remplacer un tube diode-triode initialement monté avec détection diode.

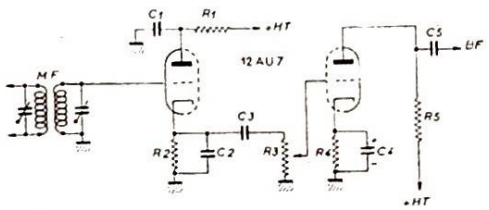


Figure 15

C1 = 0,5 µF papier.
C2 = 250 pF mica.
C3 = C5 = 0,1 µF papier.
C4 = 10 µF 25 V chimique.
R1 = 33.000 Ω 1 W.
R2 = 0,15 MΩ 1 W.
R3 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R4 = 680 Ω 1 W.
R5 = 0,1 MΩ 1 W.

D'une façon générale, nous verrons dans un autre article comment on peut adapter à la détection Sylvania les accessoires tels que l'antifading, antiparasites, etc.

Les avantages de la détection Sylvania sont : le circuit d'attaque (secondaire du transformateur MF) n'est pas amorti comme dans le cas de la détection diode. La sélectivité est donc nettement améliorée. La résistance cathodique étant faible, on obtient pratiquement la suppression de la distorsion par coupure des crêtes de modulation. Elle permet une meilleure reproduction des aigues.

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 d'antifading. Il faut donc prévoir un dispositif CAV séparé ; seul le montage antifading amplifié est applicable. En effet, si on montait une diode antifading directement sur le secondaire ou le primaire du transformateur MF attaquant la détectrice, on

amortirait le circuit comme dans le cas de la détection diode ; on perdrait ainsi le principal bénéfice de la détection cathodique, c'est-à-dire 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 des 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 devant recevoir la télégraphie et la téléphonie.

Détection MF à tube hexode. — La détection MF avec un tube hexode, par exemple type 6SA7-6BE6, évite toute charge sur le transformateur MF. Schéma figure 16.

La puissance de l'oscillateur MF (BFO) nécessaire pour la réception de la télégraphie est réduite. Cet oscillateur sera blindé, de façon à supprimer tout rayonnement parasite et son action sur l'entrée du récepteur.

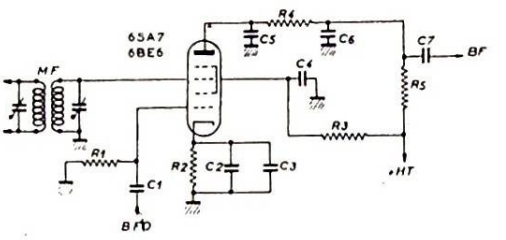


Figure 16

C1 = 1.000 pF mica.
C2 = C4 = 0,1 µF papier.
C3 = 10 µF 25 V chimique.
C5 = C6 = C7 = 0,01 µF mica.
R1 = 22.000 Ω 1/2 W.
R2 = 330 Ω 1 W.
R3 = 0,1 MΩ 1 W.
R4 = R5 = 38.000 Ω 1 W.

Un filtre pour la MF comportant résistance et capacités, est placé dans le circuit plaque. La résistance cathodique est découplée par deux condensateurs, l'un chimique C3 pour la BF, l'autre au papier C2 pour la MF.

OSCAR III

(suite de la page 414)

Comptes rendus

Ils devront parvenir au « Project Oscar », P.O. Box 183 - Sunnyvale - California (USA), sous la forme d'extraits du log, en insistant particulièrement sur l'heure précise du début et de la fin des liaisons, avec la fréquence précise d'émission utilisée. Tous les appels faits, avec ou sans succès, seront notés, de façon à pouvoir dépouiller les comptes rendus des stations d'écoute. En plus, une brève description de la station, de la puissance émise, bruit du récepteur, gain et polarisation de l'antenne, sera appréciée. On est prié de donner aussi la latitude, la longitude et l'altitude de la station, et de décrire tout site caractéristique tels que : bruit inhabituel, directions masquées, etc. Dans tous les cas, ne pas envoyer l'original du log.

• • •

Le lancement d' « Oscar 3 » devait avoir lieu le 1er avril. J'espère que c'était bien un satellite et non un poisson, mais qu'il a été retardé pour des raisons techniques (électroniques et balistiques). Nous risquons d'apprendre sous peu qu'il est en l'air, à notre disposition. En attendant ce jour, bon courage à tous pour le travail de préparation.

(1) Nota de F9TA.

● AUGMENTEZ VOS CONNAISSANCES

L'ensemble du vocabulaire technique ne peut être donné dans les quelques fascicules pour apprendre à traduire l'anglais qui nous intéresse.

1° Cette rubrique en constituera la suite utile pour le compléter et se tenir à jour en apprenant de nouveaux mots dans des phrases ou articles.

La grammaire du cours permettra de faire facilement la traduction de ces textes ; des explications utiles seraient données le cas échéant.

2° L'anglais ne sera pas l'unique sujet. D'autres articles qui pourraient intéresser la radio, les radioamateurs et les langages paraîtront dans cette rubrique.

Cartes QSL commençant par Y

Elles ne sont pas forcément originaires d'un pays en Y (Vénézuéla, Yougoslavie, etc.), elles peuvent provenir d'URSS. Ceci se produit lorsque l'indicatif est rédigé en caractères russes dont la lettre Y représente le U de l'alphabet latin.

Ainsi l'indicatif sur une carte QSL : YB4HOP est en réalité : UW4NOR !

F2XS

LES RÉCEPTEURS DE TRAFIC ONDES COURTES (suite)

L'ANTIFADING

J. BASTIDE F8JD

L'antifading en ondes courtes

En OC le fading est beaucoup plus rapide qu'en PO et GO. La constante de temps de l'antifading d'un superhétérodyne OC sera donc toujours plus faible que celle d'un récepteur PO et GO. Toutefois cela entraîne quelques déformations pour la téléphonie, les notes graves sont 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'action de l'antifading.

Lorsque le récepteur est destiné à la réception télégraphie, on adopte un antifading amplifié séparé, ce qui permet de le laisser en service avec l'oscillateur de battements BFO. Ce dispositif permet de plus d'obtenir une meilleure action en téléphonie et il est à conseiller, sous réserve de certaines précautions.

En plus du fading normal, qui en OC va souvent jusqu'à l'évanouissement complet, le phénomène du « fading sélectif », se manifestant sous forme de déformation de la téléphonie, rend souvent celle-ci 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 dit « diversity », ou en faisant usage de la BLU.

En règle générale, ne pas appliquer l'antifading sur l'étage mélangeur. De même, pour le ou les étages HF, comme nous l'avons vu aux articles précédents.

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 (seconde) = R (mégohms) × C (microfarads).

Par exemple, avec une résistance de 1 mégohm et un condensateur de 0,1 µF, on obtient une constante de temps de 0,1 sec.

Il est parfois avantageux d'avoir une constante de temps différente pour les divers étages commandés par l'antifading. La formule ci-dessus permet de faire le calcul.

Il est utile également de pouvoir modifier cette constante de temps, ce qui s'obtient facilement avec un commutateur qui insère des capacités de différentes valeurs.

Antifading différé avec détection diode.

Comme nous l'avons indiqué au chapitre « Détection », nous conseillons vivement l'utilisation d'un tube double diode indépendant, de façon à bien séparer les fonctions. Schéma figure 1.

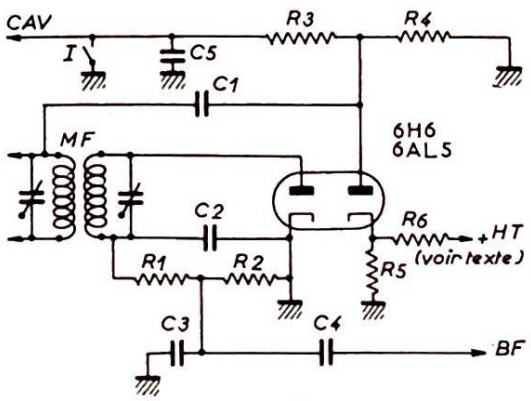


Figure 1

C1 = C2 = C3 = 100 pF mica.
C4 = 0,01 µF mica.
C5 = 0,05 à 0,1 µF papier.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 0,25 MΩ - 1/2W.
R3 = R4 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 et R6 = (voir texte).

La diode de gauche D1 assure la détection « son ». Sa cathode est reliée directement à la masse et le condensateur C2 directement à cette cathode. Cellule de filtrage classique R1 R2 C2. Le condensateur C4 couple la détection à l'amplificateur BF.

La diode de droite D2 fournit la tension antifading. Elle est reliée au primaire du transformateur MF, ce qui donne une tension plus élevée qu'avec la liaison au secondaire du même transformateur, comme cela se fait habituellement. La tension redressée est filtrée par la cellule composée de R3 R4 C5 dont la valeur détermine la constante de temps de l'antifading qui, comme nous l'avons vu, doit être faible. Un interrupteur I permet de supprimer l'action de l'antifading.

Si la cathode de la diode (de droite) antifading D2 était reliée directement à la masse, nous n'aurions pas d'action différée. On la relie à une certaine tension positive par le dispositif potentiométrique R5 R6. En calculant convenablement les valeurs de ces résistances on est maître du différé ; on peut d'ailleurs avoir un différé variable (réglable) en remplaçant la résistance fixe R6 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 R5 et R6 on relie la cathode de la diode antifading à la cathode du tube préamplificateur BF (sous réserve bien entendu que ce tube ait une polarisation par résistance cathodique), ce qui donne les quelques volts du différé.

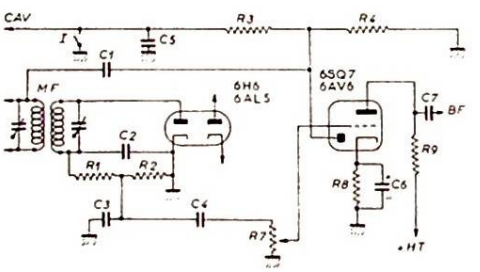


Figure 2

C6 = 25 µF - 30 V chimique.
C7 = 0,01 µF mica.
R7 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R8 = (voir texte).
R9 = (voir texte).

Toutes autres valeurs identiques à celles de la figure 1.

Figure 2, le schéma montrant l'utilisation d'un tube diode-triode pour l'antifading et le premier étage d'amplification basse fréquence. Les valeurs des résistances R8 et R9 dépendent du tube en service, et de la tension anodique.

Au lieu de mettre la cathode de la diode détectrice directement à la masse, on peut la relier (ainsi que la résistance R2) à la cathode du tube BF. Le détecteur se trouve ainsi polarisé, ce qui facilite la réception des signaux faibles.

La détection n'utilisant qu'une section du tube double-diode, la seconde section sera avantageusement adaptée comme antiparasite (voir plus loin).

Antifading amplifié différé.

L'antifading amplifié est un bon perfectionnement à conseiller lorsque le récepteur doit être utilisé en télégraphie, car l'oscillateur de battements MF ne bloque pas l'amplification. Accessoirement on obtient un meilleur effet antifading. Mais en réception téléphonie, il en résulte des distorsions assez fâcheuses.

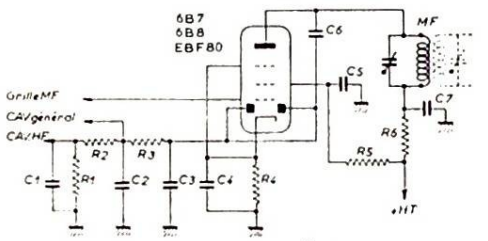


Figure 3

C1 = C2 = C4 = 0,01 µF papier.
C3 = 100 à 200 pF mica.
C5 = C7 = 0,1 µF papier.
C6 = 500 pF mica.
R1 = R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R4 = 600 à 1.000 Ω - 1 W.
R5 = 0,1 MΩ - 1 W.
R6 = 1.000 Ω - 1 W.

Dans le montage de la figure 3, nous avons un tube duo-diode-penthode. La grille d'entrée est reliée au secondaire du dernier ou de l'avant-dernier transformateur 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 son action sera réduite sur le troisième étage.

Le transformateur MF de la figure 3 est du type normal, dont 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 R4 comprise entre 600 et 1.000 ohms.

Le tube duo-diode-penthode à utiliser est du type 6B7 ou 6B8. Ces modèles sont maintenant difficiles à trouver, ce qui est regrettable en raison de leurs caractéristiques intéressantes. A moins que l'on n'en possède dans un fond de tiroir, il n'y a pas de tubes modernes analogues, sauf le type 12F8 qui est un tube spécial pour les récepteurs mixtes: tubes et transistors.

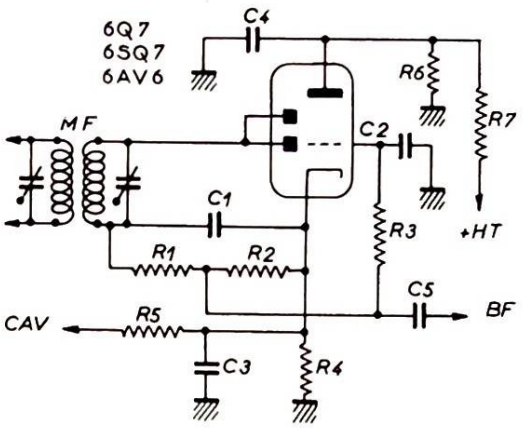


Figure 4

C1 = 200 pF mica.
C2 = 500 pF mica.
C3 = C4 = 0,1 µF papier.
R1 = R2 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R3 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 = (voir texte).
R5 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R6 = R7 = 50.000 Ω - 1 W.

Montage différent avec tube duo-diode-triode, suivant figure 4. La résistance cathodique R4 est déterminée pour donner une chute de tension supérieure à la tension normale des tubes à commander par l'antifading. Pratiquement cette résistance est de l'ordre de 5.000 ohms. Le réglage exact se fait avec un voltmètre à forte résistance.

Or la tension prise sur R4 est toujours positive par rapport à la masse. Il faut donc prévoir les résistances de polarisation cathodique des tubes MF de telle sorte que leur valeur soit exagérée en proportion, afin de rétablir l'échelonnement normal des potentiels.

Un autre montage, figure 5, utilise deux tubes séparés : une penthode à pente variable genre 6K7 - 6SK7 - EF41 - 6BA6, etc., et une double-diode 6H6 - 6AL5, etc. Sur le schéma nous avons représenté dans le circuit grille d'entrée de la penthode un système condensateur C1 résistance R1 qui est obligatoire lorsque l'on attaque la penthode par le circuit plaque (primaire du transformateur

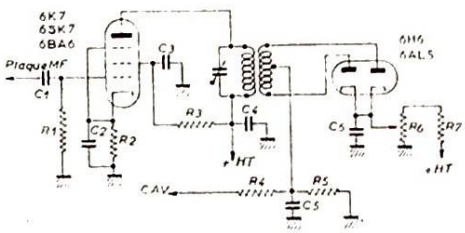


Figure 5

C1 = 250 pF mica.
C2 = C3 = C4 = 0,01 µF papier.
C5 = (voir texte).
C6 = 0,1 µF papier.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 350 Ω - 1 W.
R3 = R5 = 0,1 MΩ - 1 W.
R4 = (voir texte).
R6 = (voir texte).
R7 = 50.000 Ω - 2 W.

MF) d'un étage d'amplification MF ; ce système est à supprimer si l'attaque se fait par le secondaire du transformateur MF (cas de la figure 3).

Le transformateur de liaison est 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.

La résistance R4 de la ligne antifading est de 0,1 mégohm ; une valeur plus forte augmentera la constante de temps de l'antifading. Le potentiomètre R6 de cathode du tube double-diode (valeur 10.000 ohms) commande la constante de temps de l'antifading et également le différé. La résistance R7 de 50.000 ohms sera du type 1 watt (ou mieux 2 watts).

Le condensateur C5 placé entre la prise médiane du secondaire du transformateur et la masse sert de découplage pour l'antifading. Sa valeur est fonction de la constante de temps désirée ; on adopte en général 100 pF.

Constante de temps variable

Comme nous l'avons vu plus haut, on peut avoir besoin de modifier la constante de temps de l'antifading. Nous aurons le montage de la figure 6.

Réglage manuel par commutateur unipolaire à quatre positions. A gauche la ligne antifading est mise à la masse par la résistance R3 et son action supprimée (cas de réception de signaux faibles, ou utilisation du B.F.O.). Les trois autres plots correspon-

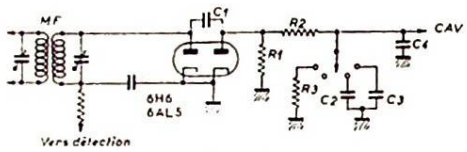


Figure 6

C1 = 100 pF mica.
C2 = 0,1 µF papier.
C3 = 1 µF papier.
C4 = 0,05 µF papier.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 3.000 Ω - 1/2 W.

dent à des valeurs différentes de condensateurs en dérivation sur la ligne antifading, donc à des constantes de temps différentes. Les capacités sont données à titre indicatif.

Dosage de l'antifading

Lorsque le récepteur comporte deux étages d'amplification MF il est préférable de réduire l'action de l'antifading sur le second étage. Montage figure 7.

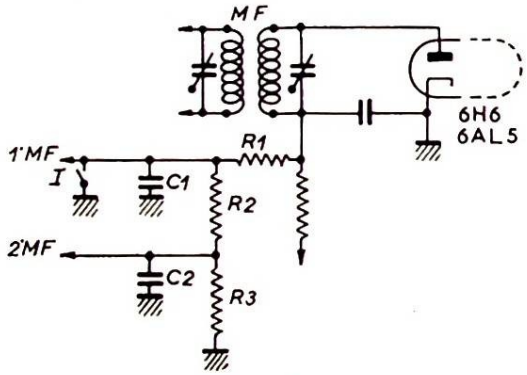


Figure 7

C1 = C2 = 0,01 à 0,1 µF papier.
R1 = R2 = R3 = 1 MΩ - 1/2 W.

Les deux résistances en série R2 et R3 fonctionnent comme diviseur de tension, pour l'antifading de la seconde MF. L'interrupteur unipolaire permet de supprimer à volonté l'action de l'antifading.

Antifading avec détection plaque

Dans le cas d'une détection plaque, on peut adjoindre sans difficulté un antifading, avec un tube diode-triode type 6Q7 ou analogue, suivant schéma de la figure 8.

La partie triode est utilisée en détection plaque, montage classique. La ou les diodes permettent d'obtenir la tension d'antifading.

Rappelons que la détection plaque donne une augmentation de sensibilité et de sélectivité, par rapport à la détection diode.

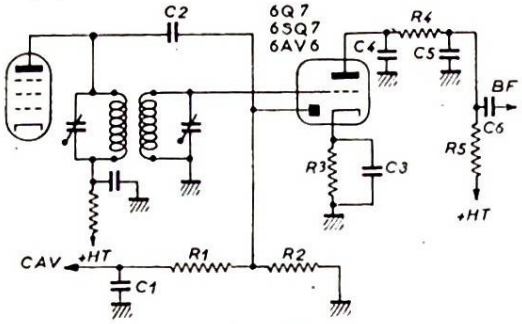


Figure 8

C1 = C3 = 0,1 µF papier.
C2 = 100 pF mica.
C4 = C5 = 250 pF mica.
C6 = 0,01 µF mica.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 30.000 Ω - 1 W.
R4 = 20.000 Ω - 1 W.
R5 = 0,2 à 0,3 MΩ - 1W.

Un montage simple, avec détection plaque et sans intervention de diode, est donné figure 9. Tube triode courant. La résistance cathodique R2 sera déterminée pour le fonctionnement en détection plaque. Dans ce genre de détection, nous savons que la grille est d'autant plus négative que le signal reçu est plus puissant. On obtiendra donc aux bornes de la résistance R1 une tension négative proportionnelle à la force du signal, qui sera recueillie par la ligne antifading.

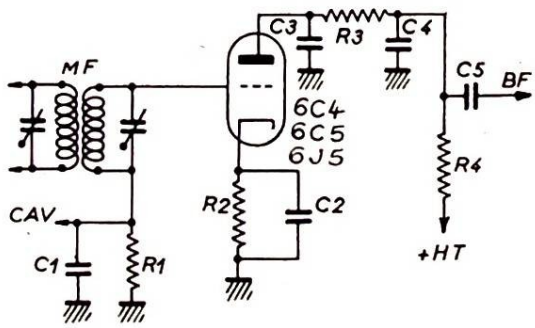


Figure 9

C1 = C2 = 0,1 µF papier.
C3 = C4 = 250 pF mica.
C5 = 0,01 µF mica.
R1 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R2 = 30.000 Ω - 1 W.
R3 = 20.000 Ω - 1 W.
R4 = 0,2 à 0,3 MΩ - 1 W.

Un fort condensateur C1 (capacité minimum 0,25 µF) shunte la résistance R1. Un autre condensateur C3, de faible valeur (250 pF) écoule la HF (ou plus exactement la MF) à la masse.

Double antifading.

Particulièrement intéressant en réception téléphonie, 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, agissant uniquement sur l'amplificateur HF (très utile pour deux étages HF). Ce premier CAV 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'amplificateur haute fréquence. Ce CAV est indépendant de celui de l'amplificateur moyenne fréquence qui, lui, doit être sélectif, donc ayant la même bande passante que l'amplificateur MF. Le second antifading sera du type normal et agira uniquement sur la MF.

Le premier antifading (amplifié) sera attaqué immédiatement à la sortie plaque du tube mélangeur. La grille de ce CAV sera couplée à la plaque du mélangeur par un condensateur d'une capacité de l'ordre de 100 pF (figure 5).

Le retard du premier CAV 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 3).

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

Liaison de l'antifading aux étages HF et MF

Un filtre général résistance-capacité est nécessaire entre la diode antifading et les circuits grilles à commander. Rappelons que chaque circuit grille doit être découplé par une résistance de 0,1 mégohm et un condensateur de 0,01 à 0,1 µF (voir schémas amplificateurs HF et MF décrits dans les articles précédents).

● CONCOURS INTERNATIONAL DE TELECOMMANDE DE BREGENZ, 16, 17, 18 mai 1964.

Organisée par les Viennois sur les eaux du lac de Constance, cette rencontre a failli être un échec complet.

Un temps exceptionnellement beau a seul permis un déroulement normal et l'échec prévu le samedi s'est terminé en réussite le lundi. Nous ne pensons pas que nos amis Autrichiens retenteront pareille aventure !

Etaient présents une quarantaine de concurrents de Suisse, Autriche, France, Allemagne (Est DDR et Ouest DBR).

L'équipe Miniflotte-REF : MM. Mansion, Conti, Bordier, Paolini, de Goncourt, Richard.

Radio-Club C.S.F. : M. Nouailles, M. Jaeg (spectateur).

Marine-Club de Rouen : M. Marini.

Palmarès

Classe FI.E30 : 1. M. Nouailles. F. en 86,9 sec., nouveau record d'Europe de la catégorie (vitesse électrique jusqu'à 30 W). Précédent record M. Holzbach. DBR. 117 sec.

2. Mehnert. DBR, 3. Nouailles. F (2e bateau).

Classe FI. E300 : 1. M. Bordier. F. en 41,3 sec. ; 2. Grupp. DBR. 76, 8 sec. ; 3. Keller. S

Classe FI.V3,5 (vitesse essence jusqu'à 3,5 cm3) : 1. Strohmann. A. 55 sec. ; 2. De Goncourt. F. 65,2 sec.

Classe FI. V10 (vitesse essence de 3,5 à 10 cm3) : 1. Bordier. F. 41,8 sec. ; 2. De Goncourt. F. 46 sec.

Classe F3 V. (fig. essence) : 1. Strohmann. A. 234 points. M. Bordier est 6e (un seul parcours valable sur deux), 120 points. M. De Goncourt 8e (1 seul parcours également), 85 points.

Classe F3. E. (fig. électrique) : 2. M. Nouailles. F. ; 6. Conti, 7. Mansion, 9. Paolini, 13. Bordier, 18. Marini.

Classe F7 (démonstrations libres) : 1. Westfehling. DBR. 55 points ; 2. Sasse, DBR., 50 points ; 4. et 5. Richard. F. 46 et 43 points.

Hors concours FI. E300 : M. Bordier, 38 sec., constituant un nouveau record d'Europe. Précédent record : M. Willie Senff. DBR. 41,07 sec. (officiel). M. Paolini. F. 41 sec. (en cours d'homologation).

Ajoutons que de fructueux contacts ont été échangés entre les différents responsables de la Fédération Européenne « Naviga », présents à cette réunion.

C. BORDIER. 487

LES RÉCEPTEURS DE TRAFIC ONDES COURTES (suite)

L'ANTIFADING

J. BASTIDE F8JD

L'antifading en ondes courtes

En OC le fading est beaucoup plus rapide qu'en PO et GO. La constante de temps de l'antifading d'un superhétérodyne OC sera donc toujours plus faible que celle d'un récepteur PO et GO. Toutefois cela entraîne quelques déformations pour la téléphonie, les notes graves sont 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'action de l'antifading.

Lorsque le récepteur est destiné à la réception télégraphie, on adopte un antifading amplifié séparé, ce qui permet de le laisser en service avec l'oscillateur de battements BFO. Ce dispositif permet de plus d'obtenir une meilleure action en téléphonie et il est à conseiller, sous réserve de certaines précautions.

En plus du fading normal, qui en OC va souvent jusqu'à l'évanouissement complet, le phénomène du « fading sélectif », se manifestant sous forme de déformation de la téléphonie, rend souvent celle-ci 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 dit « diversity », ou en faisant usage de la BLU.

En règle générale, ne pas appliquer l'antifading sur l'étage mélangeur. De même, pour le ou les étages HF, comme nous l'avons vu aux articles précédents.

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 (seconde) = R (mégohms) × C (microfarads).

Par exemple, avec une résistance de 1 mégohm et un condensateur de 0,1 µF, on obtient une constante de temps de 0,1 sec.

Il est parfois avantageux d'avoir une constante de temps différente pour les divers étages commandés par l'antifading. La formule ci-dessus permet de faire le calcul.

Il est utile également de pouvoir modifier cette constante de temps, ce qui s'obtient facilement avec un commutateur qui insère des capacités de différentes valeurs.

Antifading différé avec détection diode.

Comme nous l'avons indiqué au chapitre « Détection », nous conseillons vivement l'utilisation d'un tube double diode indépendant, de façon à bien séparer les fonctions. Schéma figure 1.

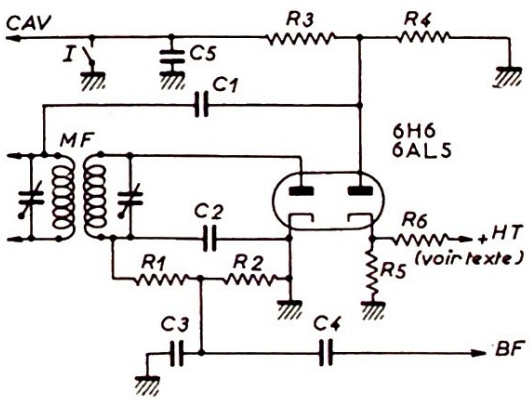


Figure 1

C1 = C2 = C3 = 100 pF mica.
C4 = 0,01 µF mica.
C5 = 0,05 à 0,1 µF papier.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 0,25 MΩ - 1/2W.
R3 = R4 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 et R6 = (voir texte).

La diode de gauche D1 assure la détection « son ». Sa cathode est reliée directement à la masse et le condensateur C2 directement à cette cathode. Cellule de filtrage classique R1 R2 C2. Le condensateur C4 couple la détection à l'amplificateur BF.

La diode de droite D2 fournit la tension antifading. Elle est reliée au primaire du transformateur MF, ce qui donne une tension plus élevée qu'avec la liaison au secondaire du même transformateur, comme cela se fait habituellement. La tension redressée est filtrée par la cellule composée de R3 R4 C5 dont la valeur détermine la constante de temps de l'antifading qui, comme nous l'avons vu, doit être faible. Un interrupteur I permet de supprimer l'action de l'antifading.

Si la cathode de la diode (de droite) antifading D2 était reliée directement à la masse, nous n'aurions pas d'action différée. On la relie à une certaine tension positive par le dispositif potentiométrique R5 R6. En calculant convenablement les valeurs de ces résistances on est maître du différé ; on peut d'ailleurs avoir un différé variable (réglable) en remplaçant la résistance fixe R6 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 R5 et R6 on relie la cathode de la diode antifading à la cathode du tube préamplificateur BF (sous réserve bien entendu que ce tube ait une polarisation par résistance cathodique), ce qui donne les quelques volts du différé.

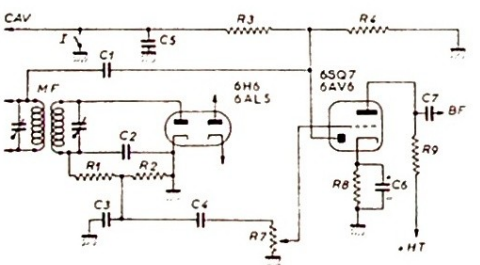


Figure 2

C6 = 25 µF - 30 V chimique.
C7 = 0,01 µF mica.
R7 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R8 = (voir texte).
R9 = (voir texte).

Toutes autres valeurs identiques à celles de la figure 1.

Figure 2, le schéma montrant l'utilisation d'un tube diode-triode pour l'antifading et le premier étage d'amplification basse fréquence. Les valeurs des résistances R8 et R9 dépendent du tube en service, et de la tension anodique.

Au lieu de mettre la cathode de la diode détectrice directement à la masse, on peut la relier (ainsi que la résistance R2) à la cathode du tube BF. Le détecteur se trouve ainsi polarisé, ce qui facilite la réception des signaux faibles.

La détection n'utilisant qu'une section du tube double-diode, la seconde section sera avantageusement adaptée comme antiparasite (voir plus loin).

Antifading amplifié différé.

L'antifading amplifié est un bon perfectionnement à conseiller lorsque le récepteur doit être utilisé en télégraphie, car l'oscillateur de battements MF ne bloque pas l'amplification. Accessoirement on obtient un meilleur effet antifading. Mais en réception téléphonie, il en résulte des distorsions assez fâcheuses.

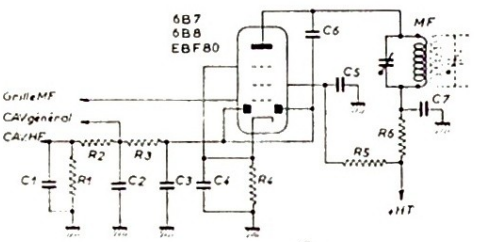


Figure 3

C1 = C2 = C4 = 0,01 µF papier.
C3 = 100 à 200 pF mica.
C5 = C7 = 0,1 µF papier.
C6 = 500 pF mica.
R1 = R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R4 = 600 à 1.000 Ω - 1 W.
R5 = 0,1 MΩ - 1 W.
R6 = 1.000 Ω - 1 W.

Dans le montage de la figure 3, nous avons un tube duo-diode-penthode. La grille d'entrée est reliée au secondaire du dernier ou de l'avant-dernier transformateur 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 son action sera réduite sur le troisième étage.

Le transformateur MF de la figure 3 est du type normal, dont 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 R4 comprise entre 600 et 1.000 ohms.

Le tube duo-diode-penthode à utiliser est du type 6B7 ou 6B8. Ces modèles sont maintenant difficiles à trouver, ce qui est regrettable en raison de leurs caractéristiques intéressantes. A moins que l'on n'en possède dans un fond de tiroir, il n'y a pas de tubes modernes analogues, sauf le type 12F8 qui est un tube spécial pour les récepteurs mixtes: tubes et transistors.

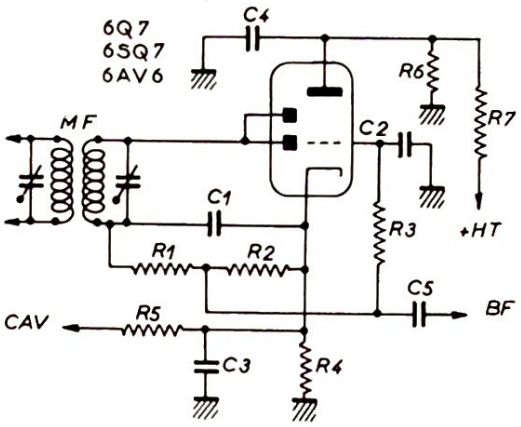


Figure 4

C1 = 200 pF mica.
C2 = 500 pF mica.
C3 = C4 = 0,1 µF papier.
R1 = R2 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R3 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 = (voir texte).
R5 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R6 = R7 = 50.000 Ω - 1 W.

Montage différent avec tube duo-diode-triode, suivant figure 4. La résistance cathodique R4 est déterminée pour donner une chute de tension supérieure à la tension normale des tubes à commander par l'antifading. Pratiquement cette résistance est de l'ordre de 5.000 ohms. Le réglage exact se fait avec un voltmètre à forte résistance.

Or la tension prise sur R4 est toujours positive par rapport à la masse. Il faut donc prévoir les résistances de polarisation cathodique des tubes MF de telle sorte que leur valeur soit exagérée en proportion, afin de rétablir l'échelonnement normal des potentiels.

Un autre montage, figure 5, utilise deux tubes séparés : une penthode à pente variable genre 6K7 - 6SK7 - EF41 - 6BA6, etc., et une double-diode 6H6 - 6AL5, etc. Sur le schéma nous avons représenté dans le circuit grille d'entrée de la penthode un système condensateur C1 résistance R1 qui est obligatoire lorsque l'on attaque la penthode par le circuit plaque (primaire du transformateur

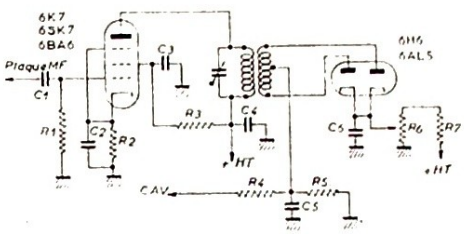


Figure 5

C1 = 250 pF mica.
C2 = C3 = C4 = 0,01 µF papier.
C5 = (voir texte).
C6 = 0,1 µF papier.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 350 Ω - 1 W.
R3 = R5 = 0,1 MΩ - 1 W.
R4 = (voir texte).
R6 = (voir texte).
R7 = 50.000 Ω - 2 W.

MF) d'un étage d'amplification MF ; ce système est à supprimer si l'attaque se fait par le secondaire du transformateur MF (cas de la figure 3).

Le transformateur de liaison est 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.

La résistance R4 de la ligne antifading est de 0,1 mégohm ; une valeur plus forte augmentera la constante de temps de l'antifading. Le potentiomètre R6 de cathode du tube double-diode (valeur 10.000 ohms) commande la constante de temps de l'antifading et également le différé. La résistance R7 de 50.000 ohms sera du type 1 watt (ou mieux 2 watts).

Le condensateur C5 placé entre la prise médiane du secondaire du transformateur et la masse sert de découplage pour l'antifading. Sa valeur est fonction de la constante de temps désirée ; on adopte en général 100 pF.

Constante de temps variable

Comme nous l'avons vu plus haut, on peut avoir besoin de modifier la constante de temps de l'antifading. Nous aurons le montage de la figure 6.

Réglage manuel par commutateur unipolaire à quatre positions. A gauche la ligne antifading est mise à la masse par la résistance R3 et son action supprimée (cas de réception de signaux faibles, ou utilisation du B.F.O.). Les trois autres plots correspon-

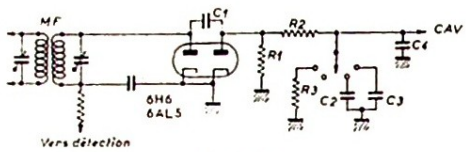


Figure 6

C1 = 100 pF mica.
C2 = 0,1 µF papier.
C3 = 1 µF papier.
C4 = 0,05 µF papier.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 3.000 Ω - 1/2 W.

dent à des valeurs différentes de condensateurs en dérivation sur la ligne antifading, donc à des constantes de temps différentes. Les capacités sont données à titre indicatif.

Dosage de l'antifading

Lorsque le récepteur comporte deux étages d'amplification MF il est préférable de réduire l'action de l'antifading sur le second étage. Montage figure 7.

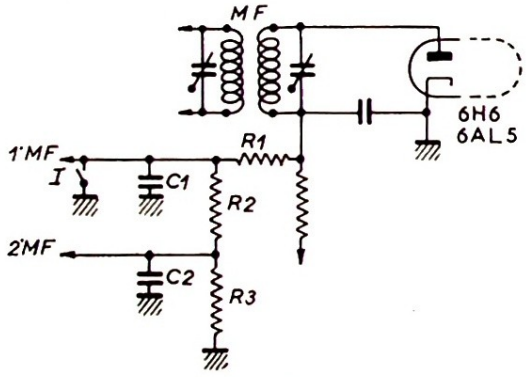


Figure 7

C1 = C2 = 0,01 à 0,1 µF papier.
R1 = R2 = R3 = 1 MΩ - 1/2 W.

Les deux résistances en série R2 et R3 fonctionnent comme diviseur de tension, pour l'antifading de la seconde MF. L'interrupteur unipolaire permet de supprimer à volonté l'action de l'antifading.

Antifading avec détection plaque

Dans le cas d'une détection plaque, on peut adjoindre sans difficulté un antifading, avec un tube diode-triode type 6Q7 ou analogue, suivant schéma de la figure 8.

La partie triode est utilisée en détection plaque, montage classique. La ou les diodes permettent d'obtenir la tension d'antifading.

Rappelons que la détection plaque donne une augmentation de sensibilité et de sélectivité, par rapport à la détection diode.

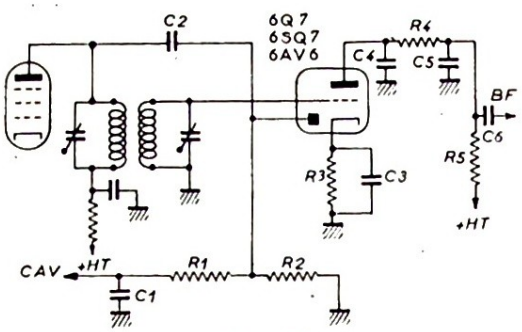


Figure 8

C1 = C3 = 0,1 µF papier.
C2 = 100 pF mica.
C4 = C5 = 250 pF mica.
C6 = 0,01 µF mica.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 30.000 Ω - 1 W.
R4 = 20.000 Ω - 1 W.
R5 = 0,2 à 0,3 MΩ - 1W.

Un montage simple, avec détection plaque et sans intervention de diode, est donné figure 9. Tube triode courant. La résistance cathodique R2 sera déterminée pour le fonctionnement en détection plaque. Dans ce genre de détection, nous savons que la grille est d'autant plus négative que le signal reçu est plus puissant. On obtiendra donc aux bornes de la résistance R1 une tension négative proportionnelle à la force du signal, qui sera recueillie par la ligne antifading.

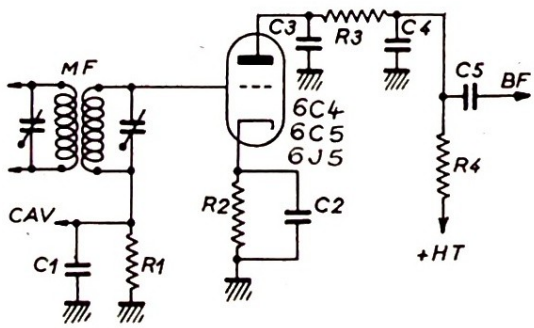


Figure 9

C1 = C2 = 0,1 µF papier.
C3 = C4 = 250 pF mica.
C5 = 0,01 µF mica.
R1 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R2 = 30.000 Ω - 1 W.
R3 = 20.000 Ω - 1 W.
R4 = 0,2 à 0,3 MΩ - 1 W.

Un fort condensateur C1 (capacité minimum 0,25 µF) shunte la résistance R1. Un autre condensateur C3, de faible valeur (250 pF) écoule la HF (ou plus exactement la MF) à la masse.

Double antifading.

Particulièrement intéressant en réception téléphonie, 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, agissant uniquement sur l'amplificateur HF (très utile pour deux étages HF). Ce premier CAV 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'amplificateur haute fréquence. Ce CAV est indépendant de celui de l'amplificateur moyenne fréquence qui, lui, doit être sélectif, donc ayant la même bande passante que l'amplificateur MF. Le second antifading sera du type normal et agira uniquement sur la MF.

Le premier antifading (amplifié) sera attaqué immédiatement à la sortie plaque du tube mélangeur. La grille de ce CAV sera couplée à la plaque du mélangeur par un condensateur d'une capacité de l'ordre de 100 pF (figure 5).

Le retard du premier CAV 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 3).

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

Liaison de l'antifading aux étages HF et MF

Un filtre général résistance-capacité est nécessaire entre la diode antifading et les circuits grilles à commander. Rappelons que chaque circuit grille doit être découplé par une résistance de 0,1 mégohm et un condensateur de 0,01 à 0,1 µF (voir schémas amplificateurs HF et MF décrits dans les articles précédents).

● CONCOURS INTERNATIONAL DE TELECOMMANDE DE BREGENZ, 16, 17, 18 mai 1964.

Organisée par les Viennois sur les eaux du lac de Constance, cette rencontre a failli être un échec complet.

Un temps exceptionnellement beau a seul permis un déroulement normal et l'échec prévu le samedi s'est terminé en réussite le lundi. Nous ne pensons pas que nos amis Autrichiens retenteront pareille aventure !

Etaient présents une quarantaine de concurrents de Suisse, Autriche, France, Allemagne (Est DDR et Ouest DBR).

L'équipe Miniflotte-REF : MM. Mansion, Conti, Bordier, Paolini, de Goncourt, Richard.

Radio-Club C.S.F. : M. Nouailles, M. Jaeg (spectateur).

Marine-Club de Rouen : M. Marini.

Palmarès

Classe FI.E30 : 1. M. Nouailles. F. en 86,9 sec., nouveau record d'Europe de la catégorie (vitesse électrique jusqu'à 30 W). Précédent record M. Holzbach. DBR. 117 sec.

2. Mehnert. DBR, 3. Nouailles. F (2e bateau).

Classe FI. E300 : 1. M. Bordier. F. en 41,3 sec. ; 2. Grupp. DBR. 76, 8 sec. ; 3. Keller. S

Classe FI.V3,5 (vitesse essence jusqu'à 3,5 cm3) : 1. Strohmann. A. 55 sec. ; 2. De Goncourt. F. 65,2 sec.

Classe FI. V10 (vitesse essence de 3,5 à 10 cm3) : 1. Bordier. F. 41,8 sec. ; 2. De Goncourt. F. 46 sec.

Classe F3 V. (fig. essence) : 1. Strohmann. A. 234 points. M. Bordier est 6e (un seul parcours valable sur deux), 120 points. M. De Goncourt 8e (1 seul parcours également), 85 points.

Classe F3. E. (fig. électrique) : 2. M. Nouailles. F. ; 6. Conti, 7. Mansion, 9. Paolini, 13. Bordier, 18. Marini.

Classe F7 (démonstrations libres) : 1. Westfehling. DBR. 55 points ; 2. Sasse, DBR., 50 points ; 4. et 5. Richard. F. 46 et 43 points.

Hors concours FI. E300 : M. Bordier, 38 sec., constituant un nouveau record d'Europe. Précédent record : M. Willie Senff. DBR. 41,07 sec. (officiel). M. Paolini. F. 41 sec. (en cours d'homologation).

Ajoutons que de fructueux contacts ont été échangés entre les différents responsables de la Fédération Européenne « Naviga », présents à cette réunion.

C. BORDIER.

LES RÉCEPTEURS DE TRAFIC ONDES COURTES (suite)

INDICATEURS S-MÊTRES

J. BASTIDE F8JD

Il est utile d'équiper le récepteur d'un indicateur qui donne la puissance relative du signal reçu. On peut ainsi contrôler facilement la puissance des stations correspondantes et suivre les effets de la propagation (fading). De plus, cet indicateur permet de régler le récepteur à l'accord précis, et il sert à l'alignement des circuits en cours de mise au point. Cet indicateur, appelé « S-mètre », n'est autre qu'un voltmètre à lampe.

La graduation des S-mètres est faite de telle façon que le gain de un point sur l'échelle, correspond à une augmentation de puissance de l'émetteur égale à quatre fois.

Deux types sont utilisés : œil cathodique ou milliampèremètre. Nous allons les décrire, en rappelant qu'ils ne peuvent fonctionner qu'avec l'aide d'un dispositif antifading (soit général, soit particulier au S-mètre).

ŒIL CATHODIQUE

Système d'application économique, dont le fonctionnement est bien connu. Montage simple, suivant schéma de la figure 1.

La grille du tube cathodique est reliée à la ligne antifading C.A.V. avec filtre R1 C1. Suivant la sensibilité du récepteur et l'efficacité de l'antifading, le type d'œil cathodique sera différent.

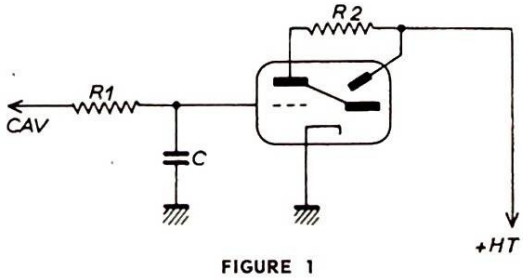


FIGURE 1
C = 0,1 µF papier
R1 = R2 = 1 MΩ - 1/2 W

C'est ainsi que si le récepteur est sensible et si l'on utilise un antifading amplifié (donc avec fortes variations de la tension C.A.V.), on prendra un type à pente variable.

Pour un récepteur de sensibilité moyenne, avec antifading simple, adopter un type à pente fixe.

L'œil cathodique manque de précision, mais toutefois avec un peu d'habitude, on peut apprécier avec suffisamment d'exactitude, la valeur des indications données. Il est préférable d'avoir un tel dispositif que rien du tout.

MILLIAMPEREMETRE

C'est le montage normal du S-mètre, qui donne des indications précises. Il existe de nombreux schémas, plus ou moins compliqués, dont nous donnerons les exemples les plus intéressants. On peut classer ces montages en deux catégories : types où l'aiguille du milliampèremètre dévie dans le sens normal (sens positif) et type où elle dévie en sens inverse.

Un milliampèremètre courant branché simplement en série dans un circuit approprié, déviera en sens inverse lorsque la puissance du signal augmentera (à moins d'utiliser un appareil de mesure à zéro inversé), tandis qu'il déviera dans le sens normal (de gauche à droite) s'il est inséré dans un montage en pont.

Le point le plus délicat est l'étalonnage du cadran. Nous sommes ici dans la relativité et il ne faut pas chercher à être précis. Le « S-mètre » permet des mesures comparatives, ce qui est très utile, mais ne lui demandons pas mieux ; ce n'est pas un instrument pour mesurer le champ électromagnétique.

Un « S-mètre » ne peut être sérieusement étalonné qu'avec un générateur HF muni d'un dispositif de mesure de la tension de sortie. Ce qui n'est pas à la portée de tous.

MILLIAMPEREMETRE dans CIRCUIT PLAQUE

On monte simplement un milliampèremètre dans le circuit plaque du dernier tube MF commandé par l'antifading. Le courant plaque de ce tube varie avec la force du signal reçu ; donc le milliampèremètre indique l'intensité relative du signal et on peut l'étalonner. Le courant plaque maximum d'un tube penthode à pente variable est de 7 à 10 mA ; on prendra donc un appareil gradué de 0 à 10 mA. L'inconvénient est qu'avec les galvanomètres standards la lecture du milliam-

pèremètre décroît lorsque la force du signal augmente. De plus, la sensibilité est limitée et ne peut être facilement réglée.

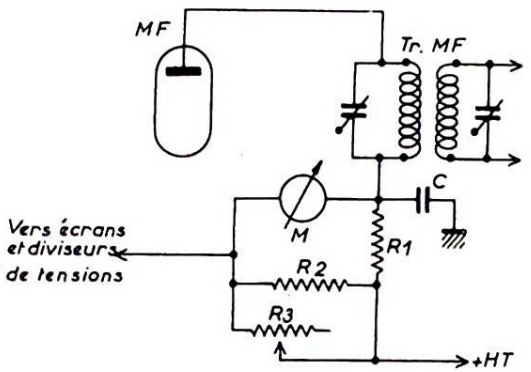


FIGURE 2
(Voir texte pour valeurs)

Le montage de la figure 2 supprime ces inconvénients. Le milliampèremètre (gradué de 0 à 1 mA) est 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 R1 sera approximativement égale à celle du courant de la branche R2. On obtient pratiquement cette égalité en faisant traverser la résistance R1 par le courant plaque d'un seul tube penthode à pente variable (étage HF ou MF) et la résistance R2 par la somme des courants écrans et diviseurs de tension des tubes HF et MF.

Pour un récepteur comportant un étage HF et deux étages MF, on a les valeurs suivantes (données à titre indicatif) :

R1 = 250 ohms R2 = 350 ohms
R3 = 1.000 ohms

On règle près du maximum de puissance à l'aide du potentiomètre manuel de sensibilité, et la résistance variable R3 est ajustée pour ramener à zéro l'aiguille du milliampèremètre en l'absence de signal.

En augmentant la valeur des résistances précitées, on accroît la sensibilité du dispositif.

S-METRE SUR ANTIFADING

Le montage précédent présente un défaut. Les indications données par le milliampèremètre ne sont pas proportionnelles aux décibels. Cela provient de la pente qui varie suivant le potentiel grille. De ce fait, la déviation de l'aiguille est beaucoup plus importante lorsque la polarisation grille est faible, et moins importante pour une forte polarisation.

Or la tension antifading est approximativement une fonction logarithmique de la tension du signal détecté, ce qui correspond à la définition du décibel. Il suffit donc d'appliquer simplement cette tension antifading à un tube triode dont le courant plaque est proportionnel à la tension grille, et de mesurer ce courant plaque.

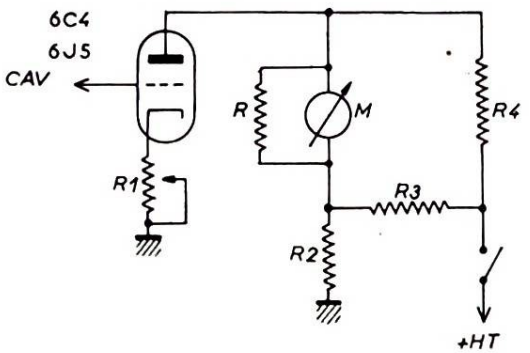


FIGURE 3

R = (voir texte)
R1 = potentiomètre 3.000 Ω bobiné
R2 = 56.000 Ω - 2 W
R3 = R4 = 470 Ω - 1/2 W

Le schéma pratique est donné figure 3. Le tube triode (6J5 ou 6C4) fonctionne en amplificateur à courant continu à contre-réaction ; on applique à sa grille la tension antifading. Le milliampèremètre est monté en pont dans le circuit plaque.

Avec une tension anodique de 250 volts, le courant traversant les résistances R2 et R3 est de l'ordre de 5 mA. Pour les tubes précités, un milliampèremètre gradué de 0 à 1 mA ou de 0 à 2 mA convient.

Le réglage se fait comme suit. On enlève le tube de son support et on règle la résistance R shuntant le milliampèremètre de façon à avoir la déviation correspondant au maximum de la graduation. On replace le tube sur son support et on met la grille à la masse (ce qui est facile si le C.A.V. est muni d'un inverseur de mise hors circuit). On règle la résistance variable de cathode R1 pour ramener l'aiguille à zéro. Le S-mètre est prêt à fonctionner.

Il suffit de rebrancher l'antifading sur la grille du tube triode et l'aiguille suivra les variations de la tension du signal détecté, en déviant dans le sens normal (sens positif).

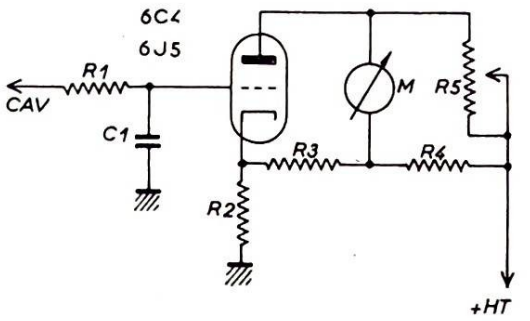


FIGURE 4

C1 = 0,1 µF papier
R1 = 1 MΩ - 1/2 W
R2 = 5.000 Ω - 1 W
R3 = 0,15 MΩ - 1W
R4 = 500 Ω - 1 W
R5 = potentiomètre 1.000 Ω bobiné

Il existe d'autres montages de S-mètres montés sur C.A.V. Un montage assez courant est celui de la figure 4. Les valeurs des résistances correspondent à un milliampèremètre de sensibilité 0 à 1 mA, et elles doivent être considérées comme un ordre de grandeur. La résistance variable R5 sert à régler la déviation de l'aiguille de l'appareil de mesure.

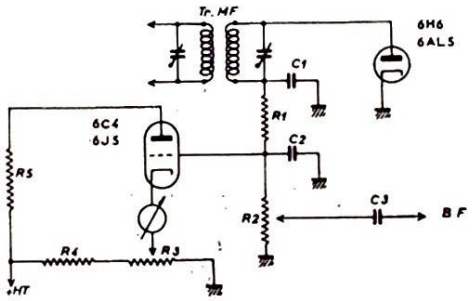


FIGURE 5

C1 = C2 = 100 pF - mica
C3 = 0,01 µF - mica
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W
R2 = potentiomètre 0,25 MΩ graphité
R3 = potentiomètre 10.000 Ω bobiné
R4 = 0,1 MΩ - 1 W
R5 = 0,2 MΩ - 1 W

Autre schéma, figure 5, avec milliampèremètre placé dans le circuit cathodique du tube triode (6J5 ou 6C4). Le potentiomètre R3 sert à la mise à zéro de l'aiguille. L'appareil de mesure est à un point de tension très réduite, alors que dans les deux montages précédents, il se trouve pratiquement au + HT d'où parfois difficulté pour l'isolement.

S-METRE AVEC TUBE DOUBLE-TRIODE

Les tubes double-triode conduisent à un schéma simple et pratique. C'est une application du montage bien connu du voltmètre à lampe moderne. Voir figure 6.

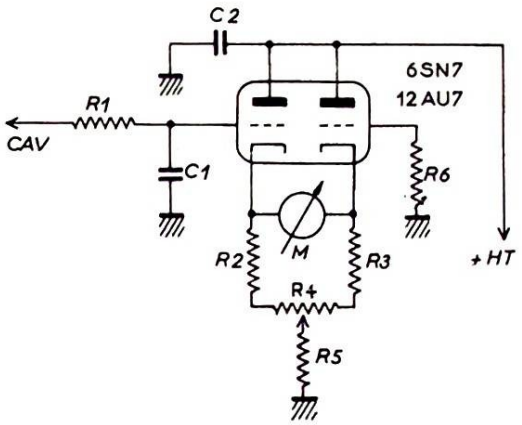


FIGURE 6

C1 = C2 = 0,1 µF - papier
R1 = R6 = 1 MΩ - 1/2 W
R2 = R3 = 1.000 Ω - 1 W
R4 = potentiomètre 5.000 Ω bobiné
R5 = (voir texte)

N'importe quel tube double-triode à pente moyenne convient : 6SN7 - ECC40 - 12AU7 - etc.

Le potentiomètre R4 sert à régler le zéro du milliampèremètre ; valeur 2.000 à 5.000 ohms, type bobiné. La résistance R5 sera choisie suivant la sensibilité désirée et le type de milliampèremètre ; valeur comprise entre 10.000 et 20.000 ohms.

S-METRE AVEC TUBE PENTHODE

Ce montage donne une déviation dans le sens normal de l'aiguille. Le zéro est à gauche, le maximum à droite. Le réglage du zéro se fait par la résistance variable R3. Schéma figure 7.

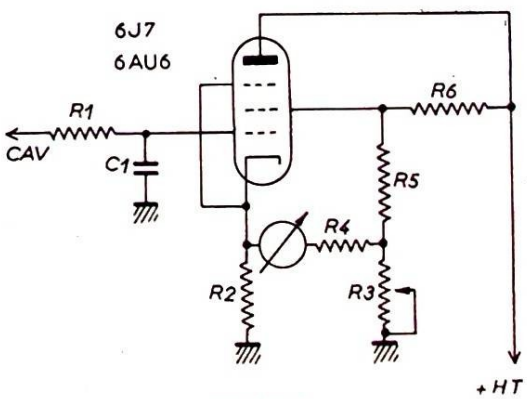


FIGURE 7

C1 = 0,1 µF - papier
R1 = 0,5 à 1 MΩ - 1/2 W
R2 = 500 Ω - 1 W
R3 = Potentiomètre 1.000 Ω bobiné
R4 = 25 à 50 Ω - 1/2 W
R5 = 20.000 Ω - 1 W
R6 = 20.000 Ω - 1 W

La grille du tube penthode est découplée par le circuit R1 C1 ayant une constante de temps convenable pour éviter les sautes brusques de l'aiguille de l'appareil de mesure ; la valeur du condensateur C1 est donnée à titre indicatif et on choisira celle qui convient le mieux.

Si le milliampèremètre est différent du type 0 à 1 mA, on modifiera les valeurs des résistances R5 et R6.

S-METRE ET B.F.O. COMBINES

Normalement, le S-mètre et le B.F.O. ne peuvent fonctionner en même temps, l'action du second bloquant celle du premier. On peut combiner ces deux accessoires dans un même tube, avec un commutateur bipolaire à deux directions, suivant schéma figure 8.

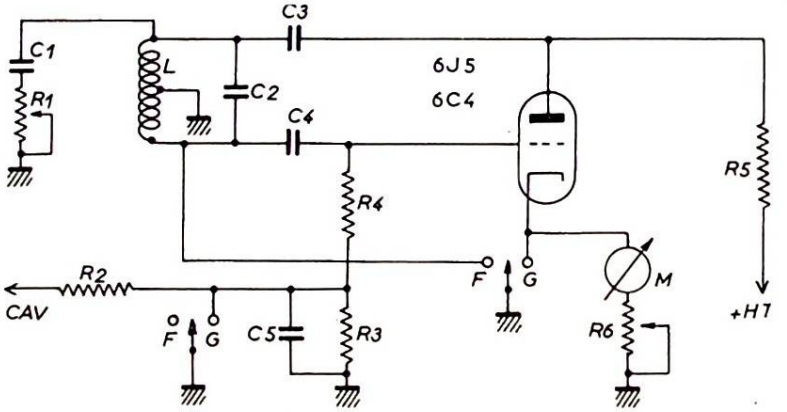


FIGURE 8

C1 = C4 = 200 pF mica
C2 = (voir texte)
C3 = C5 = 0,01 µF mica
R1 = R6 = 1.500 Ω bob.
R2 = R3 = 1 MΩ-1/2 W
R4 = 0,1 MΩ - 1/2 W
R5 = (voir texte)

Tube triode 6J5 ou 6C4, qui peut aussi être une moitié d'un tube double-triode 6SN7, ECC40, 12AU7. Dans ce dernier cas, l'autre moitié sera utilisée, par exemple, en première BF.

Lorsque le commutateur bipolaire est à gauche, position F (téléphonie), le côté grille du circuit oscillant est mis à la masse, d'où suppression de l'oscillation du B.F.O. Dans la position de droite G (télégraphie) la cathode du tube est mise à la masse et le milliampèremètre court-circuité.

Remarquer la résistance variable R1 en série avec un condensateur d'isolement C1 montés sur le circuit oscillant. Par sa variation il produit un glissement de fréquence et on règle ainsi la note de battement du B.F.O.

S-METRE SUR DETECTRICE PENTAGRILLE

Dans les récepteurs à double changement de fréquence, on adopte volontiers la détection par tube pentagrille, type 6SA7 ou analogue, qui a l'avantage de ne pas amortir le secondaire du dernier transformateur MF et également d'utiliser un B.F.O. de puissance réduite (qui agit sur la grille d'injection).

Le S-mètre doit être monté de façon particulière (figure 9), avec tube double-triode 6SN7, 12AU7 ou analogue. La première partie triode, attaquée par le secondaire du dernier transformateur MF (connexion grille d'entrée du tube 6SA7) fonctionne en cathode follower et découple ce circuit d'un cristal diode 1N34. Le courant redressé de sortie du cristal-diode polarise la grille de la seconde partie triode 6SN7. Un milliampèremètre, gradué de 0 à 10 mA, indique le courant traversant cette seconde triode. Le milliampèremètre marche en négatif, c'est-à-dire que l'intensité indiquée est inverse de la puissance du signal reçu.

On peut n'utiliser qu'un simple tube triode (6J5 ou 6C4) en cathode follower et mesurer la tension entre sortie cristal-diode et masse. L'appareil de mesure sera alors un voltmètre à grande résistance (faible consommation).

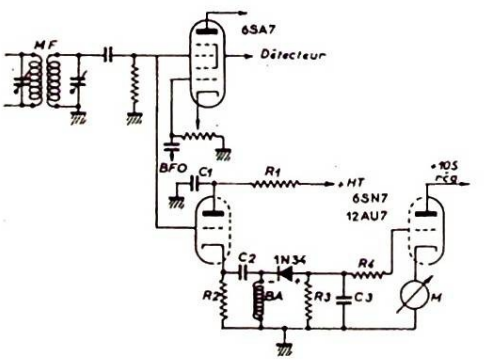


FIGURE 9

C1 = C3 = 0,01 µF mica
C2 = 0,03 µF papier
R1 = 1.500 Ω - 1 W
R2 = 4.700 Ω - 1 W
R3 = R4 = 1 MΩ - 1/2 W

S-METRE TUBE DIODE-TRIODE

Ce montage présente l'avantage d'être indépendant de l'action antifading du récepteur. Le schéma est donné figure 10.

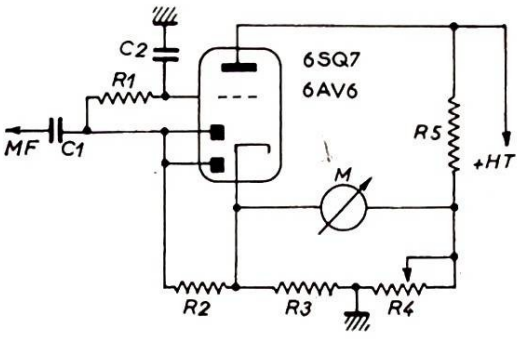


FIGURE 10

C1 = 100 pF - mica
C2 = 0,01 µF - mica
R1 = R2 = 1 MΩ - 1/2 W
R3 = 300 Ω - 1 W
R4 = potentiomètre 1.000 Ω bobiné
R5 = 47.000 Ω - 2 W

Les deux diodes (tube 6SQ7) sont branchées en parallèle et la tension MH est prise sur le primaire du dernier transformateur. Le milliampèremètre est monté en pont entre anode et cathode du tube. Les valeurs des résistances correspondent à un milliampèremètre sensibilité de 0 à 1 mA. Pour une sensibilité différente, on aura à modifier ces valeurs.

S-METRE SIMPLIFIE

Un détecteur germanium permet de réaliser à peu de frais un S-mètre donnant des indications suffisantes.

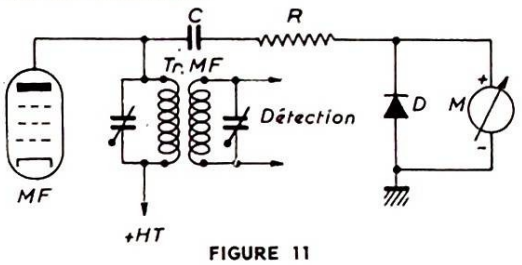


FIGURE 11

C = 10 à 50 pF mica
R = 0,05 à 0,1 MΩ - 1/2 W

Le montage, figure 11, est simple. On couple le détecteur germanium D à la plaque du dernier tube MF par un condensateur fixe (d'isolement) céramique C de quelques dizaines de picofarads, découplé par une résistance R de 50.000 à 100.000 ohms. Aux bornes du détecteur, un microampèremètre de 50 à 100 µA est monté suivant la polarité indiquée.

SERVICE QSL - Boîte Postale 26 - VERSAILLES (S.-et-O.)

1) POUR RECEVOIR VOS QSL

Veuillez approvisionner le Service QSL en enveloppes 13×17 cm, de force proportionnée au poids qu'elles devront transporter. Ces enveloppes doivent être libellées à vos nom et adresse et porter, en haut et à gauche, votre indicatif ou votre numéro d'inscription au REF si vous êtes SWL. Vos enveloppes doivent être affranchies selon le poids de QSL que vous désirez recevoir, c'est-à-dire, au tarif actuel :

— 0,25 F pour 20 grammes (environ 4 QSL)
— 0,50 F pour 50 grammes (environ 12 QSL)
— 0,90 F pour 100 grammes (environ 25 QSL)

Une fiche sera jointe à votre dernière enveloppe pour vous inviter à approvisionner à nouveau le Service QSL.

Pour les amateurs d'Outre-Mer. — Si vous ne pouvez pas envoyer des enveloppes affranchies avec des timbres-poste français, adressez une provision au Secrétariat du REF, 60 boulevard de Bercy, Paris-12e (C.C.P. N° 1027-92 Paris) ; nous vous établirons des enveloppes suivant les instructions que vous nous donnerez.

2) POUR ENVOYER VOS QSL

Vos cartes sont à envoyer **exclusivement** au Service QSL.

Pour faciliter le tri, veuillez les classer par pays. Chaque QSL doit porter au verso, en haut et à droite, UN TIMBRE QSL si elle est destinée à la France métropolitaine ou d'Outre-Mer, DEUX TIMBRES QSL si elle est destinée à l'ETRANGER.

Ces timbres QSL sont en vente par planches de 100 timbres au Secrétariat du REF, 60 boulevard de Bercy, Paris-12e (C.C.P. 1027-92 Paris) ; leur prix est de 3,25 F la planche.

Avez-vous lu la page 670 ?

LES RÉCEPTEURS DE TRAFIC ONDES COURTES (suite)

OSCILLATEURS DE BATTEMENT (BFO)

J. BASTIDE F8JD

Principe. — L'oscillateur de battement MF (appelé BFO, abréviation américaine de « Beat frequency oscillator », est destiné à permettre la réception des signaux télégraphie. On hétérodyne l'onde entretenue pure à la sortie de l'amplificateur MF à l'aide d'un oscillateur auxiliaire réglé sur une fréquence différente (en plus ou en moins) de 500 à 1.000 Hz de celle de la MF. Par battement des deux fréquences, on obtient une note de 500 à 1.000 Hz, dont on règle la hauteur avec un petit condensateur variable d'accord.

Cet oscillateur 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 il pourrait ne pas hétérodyner les signaux puissants, ni démoduler la BLU.

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 picofarads, bien souvent constitué par un fil isolé enroulé sur la connexion allant du secondaire du transformateur 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 MF à l'un des tubes BF, 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 kΩ.

En plus de son utilisation pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues pures, le BFO peut, dans une certaine mesure, favoriser la recherche des émissions téléphonie faibles.

Lorsque le récepteur est muni d'un antifading, il faut supprimer ce dernier lorsque le BFO est en service, particulièrement pour la réception des signaux faibles. Cette suppression s'obtient simplement avec un interrupteur qui met le CAV à la masse. Cela 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 CAV, 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 le CAV amplifié peut être conservé pour la réception de la télégraphie en ondes entretenues pures.

OSCILLATEUR DE BATTEMENT SIMPLE

Tout montage oscillateur classique peut être adopté en B.F.O. On choisira l'un des schémas du chapitre « Oscillateurs HF » (voir Radio-REF juillet 1963). Il est facile de modifier un transformateur MF en bobinage d'oscillateur à battements ; on conservera l'un des trimmers et l'on montera en parallèle un petit condensateur variable (de l'ordre de 50 pF), réglable par un bouton placé sur le panneau avant du récepteur, ce qui permettra de faire varier la note de battement.

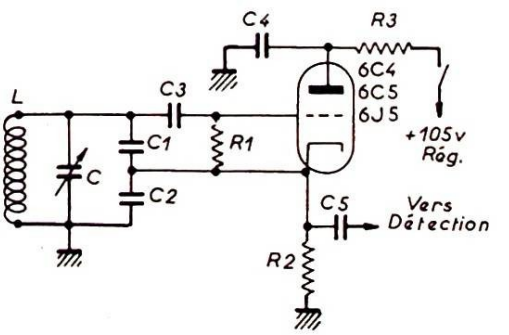


FIGURE 1

C3 = 500 à 1.000 pF mica.
C1 = C2 = 470 pF mica.
C4 = 0,1 µF papier.
C5 = (voir texte).
R1 = 33.000 Ω 1/2 W.
R2 = 56.000 Ω 1 W.
R3 = 2.200 Ω 1 W.

Le montage Colpitts se prête à la réalisation d'un BFO avec une seule bobine sans prise.

(Schéma figure 1.) Le circuit oscillant est composé de la bobine L accordée par les deux condensateurs fixes C1 et C2 montés en série. Un condensateur variable C, de petite capacité, fait varier la note de battement. La prise de tension oscillante se fait sur la cathode du tube triode oscillateur, la valeur de la capacité de couplage C5 dépendant du mode d'injection à l'amplificateur MF. Un interrupteur, dans le circuit plaque, coupe à volonté l'action du BFO.

Tout tube triode convient : 6C5, 6J5, 6C4, etc. On peut aussi adapter un tube penthode monté en triode.

OSCILLATEUR DE BATTEMENT ET DETECTION COMBINES

Montage simple de détection diode MF classique, combinée avec l'oscillateur de battement, suivant figure 2.

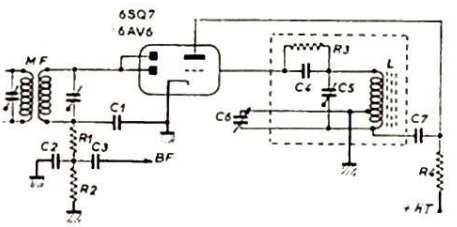


FIGURE 2

C1 = C2 = C4 = 100 pF mica.
C3 = 0,01 µF mica.
C5 = ajustable 250 pF.
C6 = variable 50 pF.
R1 = R3 = 50.000 Ω 1/2 W.
R2 = 300.000 Ω 1/2 W.
R4 = 50.000 Ω 1 W.

Tube 6SQ7 ou correspondant. Ce schéma convient en particulier pour les récepteurs à nombre de tubes réduit.

Le couplage entre le BFO et le détecteur se fait par capacités internes. La prise masse sur la bobine de l'oscillateur est faite au tiers environ de l'enroulement à partir du bas (côté plaque). Placer la bobine L et le condensateur shunté de grille dans un blindage. Le condensateur variable C6 permet de faire varier la note de battement.

L'antifading n'est pas représenté sur le schéma, afin de ne pas le surcharger. Il est facile de le monter en utilisant la seconde diode du tube.

OSCILLATEUR DE BATTEMENT ET AMPLIFICATEUR BF COMBINES

Dans le but de réduire le nombre de supports de tubes, on peut, grâce aux tubes double-triodes, combiner l'oscillateur de battements MF avec le premier étage d'amplification BF.

Figure 3, schéma utilisant un tube double triode dans les types 6SN7, 12AT7, 12AU7, ECC40, etc. A gauche, le BFO, à droite l'amplificateur de tension BF.

La prise d'injection vers le détecteur est faite sur la cathode du BFO. On a avantage à stabiliser la tension anodique du tube BFO.

OSCILLATEURS DE BATTEMENTS AVEC TUBE DOUBLE-TRIODE

Le principal avantage du montage est l'utilisation d'une bobine sans prise. Ce montage (figure 4) à double triode est classique et permet de nombreuses combinaisons.

Le circuit oscillant comporte la bobine L et deux condensateurs C1 et C2. L'un des condensateurs est un ajustable à diélectrique

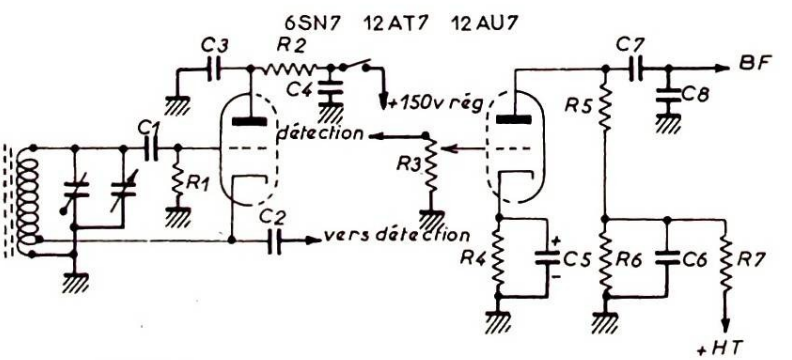


FIGURE 3

C1 = C8 = 100 pF mica.
C2 = 4 à 10 pF.
C3 = 25.000 pF papier.
C4 = 50.000 pF papier.
C5 = 25 µF - 50 V - chimique.
C6 = 8 µF - 450 V - chimique.
C7 = 10.000 pF - mica.
R1 = 0,1 MΩ - 1/2 W.
R2 = R7 = 22.000 Ω - 1 W.
R3 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R4 = 3.300 Ω - 1 W.
R5 = 220.000 Ω - 1 W.
R6 = 100.000 Ω - 1 W.

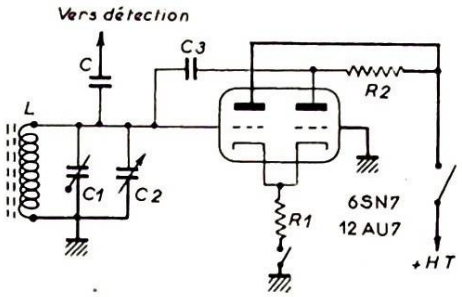


FIGURE 4

C = (voir texte).
C1 = ajustable 250 pF.
C2 = variable 50 pF.
C3 = 500 pF mica.
R1 = 1.500 Ω - 1 W.
R2 = 60.000 Ω - 1 W.

mica de forte capacité, placé dans le blindage renfermant la bobine L. L'autre est un variable à air réglable par un cadran fixé sur le panneau avant du récepteur et permet de faire varier la note de battement.

La valeur du condensateur C de couplage avec le détecteur est fonction du type d'attaque. La tension plaque peut être réduite à une centaine de volts.

Un autre montage, de conception différente, est donné dans la figure 5. Particulièrement adapté au BFO pour double changement de fréquence, où la seconde fréquence est de l'ordre de 50 à 175 kHz.

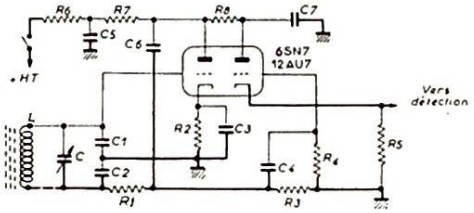


FIGURE 5

C1 = 1.000 pF mica.
C2 = 10.000 pF mica.
C3 = C4 = 300 pF mica.
C5 = C7 = 0,5 à 1 µF papier.
C6 = 6.000 pF mica.
R1 = 0,1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 5.000 Ω - 1 W.
R3 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R4 = 0,4 MΩ - 1/2 W.
R5 = 15.000 Ω - 1 W.
R6 = R7 = 25.000 Ω - 1 W.
R8 = 50.000 Ω - 1 W.

La triode de gauche est un oscillateur Colpitts. Celle de droite est montée en tube de couplage à cathode follower. On a ainsi la séparation complète entre l'oscillateur et le détecteur, et ce dernier ne produit aucune action sur la fréquence d'oscillation.

OSCILLATEUR DE BATTEMENTS AMPLIFIE

Dans certains cas, la puissance MF délivrée par l'oscillateur de battements est insuffisante pour agir efficacement, en particulier lorsqu'il s'agit de la réception de signaux puissants. Notons toutefois que dans ce cas on peut réduire l'amplification MF pour obtenir une note convenable à l'écouteur (ou haut-parleur).

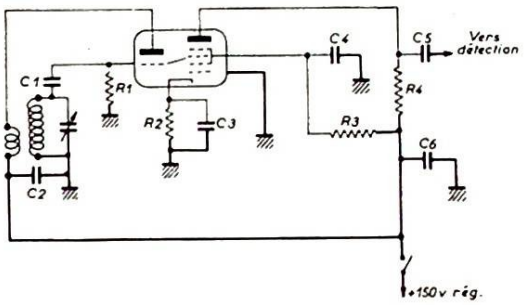


FIGURE 6

C1 = 100 pF mica.
C2 = C3 = C4 = C6 = 0,1 µF papier.
C5 = 5 à 10 pF.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 300 Ω - 1 W.
R3 = 0,1 MΩ - 1 W.
R4 = 50.000 Ω - 1 W.

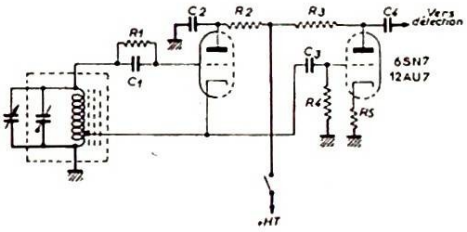


FIGURE 7

C1 = C3 = 100 pF mica.
C2 = 01, µF papier.
C4 = 5 à 10 pF.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 50.000 Ω - 1 W.
R3 = 0,1 MΩ - 1 W.
R4 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R5 = 1.000 Ω - 1 W.

Figure 6, schéma avec tube triode-hexode (ou analogue). La partie triode fonctionne en oscillateur MF, et la partie hexode en amplificatrice. Comme dans l'exemple précédent, cette dernière procure une séparation complète entre l'oscillateur et le détecteur.

Montage analogue figure 7, avec tube double-triode courant. Le schéma se passe de commentaires.

OSCILLATEUR DE BATTEMENTS A INJECTION VARIABLE

Un perfectionnement intéressant consiste dans un oscillateur dont la puissance peut

être réglée suivant la force des signaux ; cela permet de supprimer 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 littéralement les signaux faibles dans le bruit de fond. Une puissance trop faible n'est pas suffisante pour hétérodyner les signaux puissants.

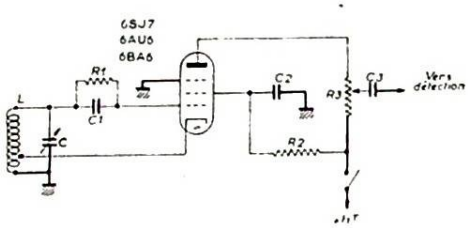


FIGURE 8

C1 = 100 pF mica.
C2 = 0,1 pF papier.
C3 = 1.000 pF mica.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 0,1 µF - 1 W.
R3 = potentiomètre 10.000 Ω.

Pour obvier à cet inconvénient, le schéma proposé est celui de la figure 8. La puissance délivrée par l'oscillateur est réglée par le potentiomètre R3 de 10 kΩ, monté dans le circuit plaque ; on a 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, car cette variation de tension provoque une variation de la fréquence de l'oscillateur, d'où nécessité de régler continuellement l'accord du BFO.

Le condensateur C3 placé à la sortie de l'oscillateur est un condensateur d'isolement HT ; sa valeur peut être comprise entre 0,001 et 0,1 µF. Le couplage à la détectrice ou à l'amplificateur MF se fait par un des moyens décrits précédemment. L'interrupteur I coupant la tension plaque de l'oscillateur, est combiné avec le potentiomètre R3.

Deux autres montages, variantes du précédent, peuvent être adoptés. Figure 9, schéma avec oscillateur Clapp, qui (comme le Colpitts) supprime la prise sur la bobine d'accord.

Dans certains cas, il peut être indispensable d'avoir une fréquence BFO stable, par

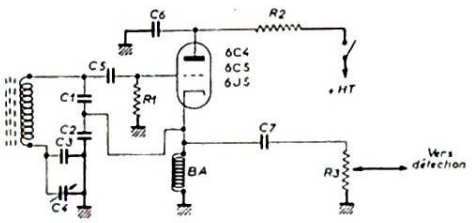


FIGURE 9

C1 = C2 = 2.000 pF mica.
C3 = 500 à 800 pF mica.
C4 = variable 100 pF.
C5 = C7 = 100 pF mica.
C6 = 0,1 µF papier.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 5.000 Ω - 1 W.
R3 = potentiomètre 0,25 MΩ.
BA = bobine d'arrêt 8 mH.

exemple dans la réception à bande latérale unique (BLU). On adopte alors un oscillateur à cristal de quartz, suivant figure 10. C'est un oscillateur type Pierce. On a avantage dans ce montage à disposer de deux quartz, de fréquences très voisines, commandés par un commutateur.

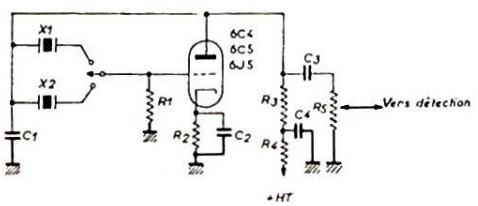


FIGURE 10

C1 = 470 pF mica.
C2 = C4 = 0,1 µF papier.
C3 = 100 pF mica.
R1 = 47.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 220 Ω - 1 W.
R3 = 20.000 Ω - 1 W.
R4 = 5.000 Ω - 1 W.
R5 = potentiomètre 0,25 MΩ.

Dans ces deux montages, on utilise un seul tube triode. D'où facilité, avec tubes double-triode, de se servir du second triode pour une autre fonction : amplification de tension BF, détection, etc.

ETAGE MF ET OSCILLATEUR DE BATTEMENTS COMBINES

L'un des étages MF sera équipé d'un tube pentagrille (6L7, 6BE6) monté suivant fig. 11. 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.

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 in-

tense pour cet usage. Les émissions les plus puissantes ne peuvent le bloquer. Pour une MF de 450 à 500 kHz, le circuit LC sera accordé sur 157 kHz. La bobine L est constituée par un petit nid d'abeilles de 200 spires, en fil 10/100 à 15/100 de mm sous deux couches soie, avec une prise côté + HT à environ 60 à 70 spires. Le condensateur C aura une capacité de 1.500 pF environ, composée d'un condensateur fixe de 1.000 pF et en parallèle d'un ajustable de 400 à 800 pF et d'un condensateur variable de 50 à 100 pF. Ce dernier permet de régler la note de battement.

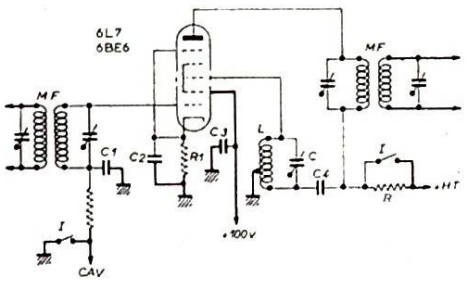


FIGURE 11

C1 = C4 = 0,01 µF mica.
C2 = C3 = 0,1 µF papier.
R = (voir texte).
R1 = 300 Ω - 1 W.

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 G3 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. Pour cela, on part d'une valeur égale à 10.000 ohms (type 1 watt) et si l'on n'a pas d'oscillation, on augmente progressivement cette valeur. Si le tube produit un effet microphonique, c'est le signe que le couplage est trop fort ; on diminue alors la valeur de la résistance R.

PENTAGRILLE DETECTEUR ET OSCILLATEUR DE BATTEMENT COMBINES

Lorsque l'on utilise une détection diode, on constate une diminution importante de la sensibilité pour la réception des ondes entretenues, avec un BFO classique.

Considérons un tube pentagrille, type 6A8 par exemple, en changeur de fréquence. L'oscillateur est combiné dans le tube, et la partie mélangeuse est à pente variable. Ce changement de fréquence n'utilise pas une détection dans le sens habituel. Pour des raisons liées à l'annulation des réponses parasites et du phénomène de cross-modulation, la construction du tube a été prévue pour que l'effet de détection dans le circuit grille-signal plaque soit réduit au minimum. Pour cela et afin de faciliter l'action antifading, ce tube est à pente variable ; de ce fait, il s'accorde mal avec une détection plaque.

Utilisons ce tube pentagrille en détection MF et oscillateur MF combinés. Le schéma est analogue à celui du changement de fréquence (voir fig. 12).

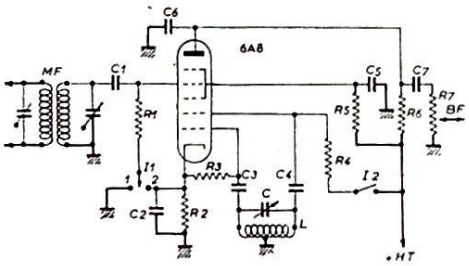


FIGURE 12

C1 = C3 = 100 pF mica.
C2 = 0,1 µF papier.
C4 = 1.000 pF mica.
C5 = 5.000 pF mica.
C6 = 250 pF mica.
C7 = 0,01 µF mica.
R1 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R2 = (voir texte).
R3 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R4 = 0,1 MΩ - 1 W.
R5 = 3 MΩ - 1 W.
R6 = 0,5 MΩ - 1 W.
R7 = potentiomètre 1 MΩ.

Pour la réception de la téléphonie, l'oscillateur MF étant coupé, on ne gagne rien en utilisant une résistance cathodique élevée pour fonctionnement en détection plaque, puisque dans ce genre de tubes, la détection ne joue aucun rôle dans la production des battements. On risque même, avec une résistance cathodique trop importante, de polariser positivement la grille-signal (en raison de la caractéristique à pente variable), ce qui se traduit par une réduction considérable de l'amplification. On prendra donc pour la téléphonie une détection grille. Toutefois, après amplification MF, l'amplitude du signal est élevée ; il faut donc avoir une polarisation

plus importante qu'en fonctionnement en changeur de fréquence : on adoptera une résistance cathodique R2 de 600 à 1.000 ohms (au lieu de 300 ohms en changeur de fréquence).

Lorsque le tube pentagrille 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 I1 en série avec la résistance R1 de grille signal ; on a les deux fonctionnements suivants :

Position 1 : Changement de fréquence standard pour réception avec oscillateur de battements (interrupteur I2 fermé). On applique une polarisation négative à la grille.

Position 2 : Détection grille par condensateur shunté, pour réception de la téléphonie ; l'oscillateur de battements est coupé (interrupteur I2 ouvert).

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

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 difficultés aux autres modèles de tubes pentagrilles : 6A7, 6E8, 6BE7, etc.

Quelques notes sur le RECEPTEUR BC 433

JODOT F3XL*

M'étant trouvé devant le problème suivant : Trouver un récepteur de bonne sensibilité, de prix réduit, pour placer un convertisseur F3LG devant, je me suis procuré un récepteur couvrant en 3 gammes la bande 200 à 1.750 kHz. J'ai cru bon, pour rendre service à ceux que cela intéresserait, de décrire les modifications, d'ailleurs très simples, à effectuer pour rendre ce récepteur utilisable.

Il s'agit d'un « Radio-compas » datant de la dernière guerre (type BC433G) équipé, du moins pour la partie utilisable, de deux HF accordées, d'une oscillatrice, d'un étage MF sur 145 kHz, d'une détectrice préamplificatrice BF et d'une BF.

L'ensemble du récepteur étant alimenté par un transformateur 400 Hz, l'alimentation sera remplacée par une autre de type classique 50 Hz.

Changement du transformateur d'alimentation 165 :

Débrancher et repérer à l'aide d'étiquettes les fils arrivant aux bornes 3 et 5 -15 et 16 - 12, 13, 14. Toutes les autres connexions (soit 1,2 -4 - 9, 10, 11 - 6, 7, 8) seront coupées.

Dévisser les quatre vis fixant le transformateur d'alimentation, rétablir les deux masses en fixant les cosses à souder ainsi libérées sur d'autres vis (vis fixant l'engrenage du « release » et vis du condensateur, par exemple). Enlever le transformateur. Puis percer 2 trous ∅ 3,5-6 mm plus resserrés en largeur pour fixer le nouveau transfo : 2×300 V 85 mA, 6,3 V 2,5 A (avec si possible un point milieu filament) 5 V - 2 A. Placer le transfo (2 des anciens trous servent à sa fixation). Souder les fils arrivant aux anciennes broches :

3 et 5 aux extrémités de l'enroulement HT.

15 et 16 aux extrémités de l'enroulement 5 V 2 A.

12 et 14 aux extrémités de l'enroulement 6,3 V - 2,5 A.

13 (masse) au point milieu filament.

S'il n'existe pas de point milieu filament, on en constituera un à l'aide de deux résistances (20 ou 30 ohms) au carbone.

Dans la partie arrière du coffret (partie ajourée), on fera sauter six trous de manière à passer une prise de courant, le fil rentrera par les vastes évidements du châssis à l'arrière (partie supérieure) et ce fil secteur passera ensuite par exemple dans le trou de cheminée du support du tube VT109 qui aura été enlevé ainsi que les tubes VT109 (les deux), VT66 (tube situé devant les 2 VT109), VT96, VT93, VT105, VT86 (le tube VT86 en question est le premier en partant de la gauche de la rangée de tubes située en avant, le récepteur étant vu de face). Ce fil secteur

LES RÉCEPTEURS DE TRAFIC ONDES COURTES (suite)

OSCILLATEURS D'ETALONNAGE

J. BASTIDE F8JD

Il est commode de graduer en fréquences le cadran d'accord du récepteur. Mais il faut bien se dire que l'on n'aura pas la précision d'un ondemètre.

Cette graduation donnera les bandes de fréquences approximatives, mais si l'on recherche une station déterminée dont on connaît la fréquence exacte, il faut utiliser un oscillateur d'étalonnage séparé, de l'un des types décrits ci-après.

Un générateur d'harmoniques, donnant les fréquences de 10 en 10 kHz, est idéal. Mais cet appareil n'est pas courant en raison de son prix élevé, et de ce fait on ne peut guère l'affecter uniquement au récepteur.

Oscillateurs d'étalonnage incorporés au récepteur. — Lorsque le récepteur comporte deux cadrans d'accord, l'un donnant la bande de fréquences à recevoir, l'autre servant de vernier pour l'étalement de la bande, il est impossible d'étalonner ces cadrans en fréquences.

L'oscillateur d'étalonnage (fig. 1), facile à placer dans un coin du récepteur, permet de repérer une fréquence déterminée et ses harmoniques.

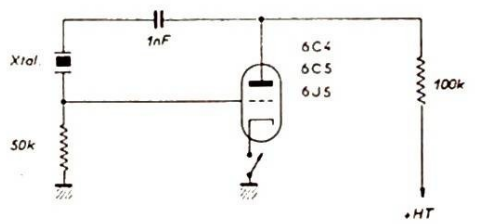


FIGURE 1

Dans le cas d'un récepteur de trafic pour amateurs, on adopte un quartz fréquence 3,5 MHz qui fixera de façon précise les fréquences 3,5 - 7 - 14 - 21 - 28 MHz.

Aucun couplage n'est nécessaire avec un des circuits d'accord du récepteur, si cet oscillateur est alimenté par la même alimentation que celle du récepteur.

Oscillateurs d'étalonnage indépendants. — Il est souvent utile de posséder dans un coin du laboratoire, un oscillateur d'étalonnage à quartz, monté sur un petit châssis séparé du récepteur. Un montage intéressant est celui de la figure 2.

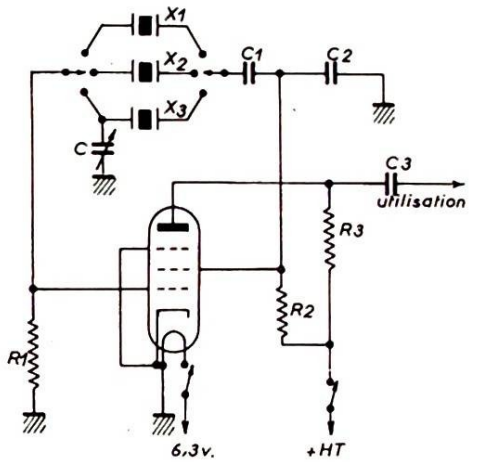


FIGURE 2

C = Voir texte.
C1 = 1.000 pF mica.
C2 = 100 pF mica.
C3 = 25 pF mica.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 56.000 Ω - 1 W.
R3 = 0,1 MΩ - 1 W.
X1 - X2 - X3 = quartz.

Cet oscillateur, que l'on appelle aussi « oscillateur marqueur » est du type Pierce modifié. Il fonctionne avec des quartz de fréquences comprises entre 100 et 10.000 kHz. Tube penthode à pente fixe 6J7 - 6SJ7 - 6AU6 - etc.

Un commutateur bipolaire à plusieurs directions permet d'insérer des quartz de différentes fréquences. Le condensateur variable C sera utilisé avec des quartz de fréquences faibles (500 ou 1.000 kHz) ; il permet de compenser de légers écarts de fréquence, si le quartz est taillé pour une fréquence très légèrement supérieure à celle désirée (quelques centaines de Hertz).

Le couplage à l'entrée du récepteur se fait à l'aide du condensateur C3 de faible valeur. L'alimentation peut être prise sur le récepteur lui-même.

Un autre montage (fig. 3) est l'oscillateur Pierce à « cathode chaude » (bobine d'arrêt

sur la cathode). Comme le précédent, on peut l'équiper avec un commutateur et plusieurs quartz. Ici, il suffit d'un commutateur unipolaire placé côté grille.

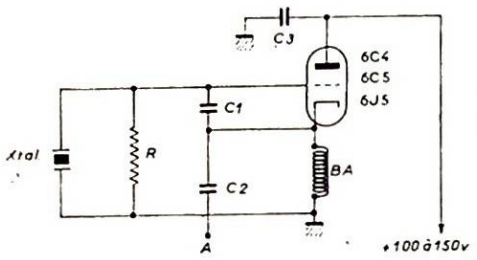


FIGURE 3

C1 = 100 pF mica.
C2 = 50 pF mica.
C3 = 0,1 µF papier.
R = 50.000 Ω - 1 W.
BA = bobine d'arrêt 2,5mH.
X = quartz.

Le condensateur C1 sert au réglage du taux de réaction, et la valeur donnée au schéma doit être considérée à titre indicatif. Il y a des quartz plus ou moins « nerveux » et, suivant le cas, on est obligé de modifier le taux de réaction. La HF est prélevée sur la cathode ; à la borne A, on peut ajouter une petite antenne, longueur 1 m environ.

Oscillateur 50 kHz à points fixes. — Cet oscillateur simple rend de grands services et, dans de nombreux cas, peut remplacer le standard de fréquence à quartz 100 kHz avec multivibrateur, d'un prix de revient beaucoup plus élevé.

Il se compose d'un oscillateur Colpitts à circuit oscillant réglé sur 50 kHz et d'un amplificateur d'harmoniques. Suivant le but poursuivi, on peut adopter une autre fréquence, par exemple 100 kHz.

Schéma figure 4. Un simple tube double-triode (6SN7 - 12AT7 -12AU7 - ECC40 - etc.) à cathodes séparées, est monté sur un petit châssis, avec ou sans son alimentation. La tension anodique est stabilisée à 150 volts par un tube régulateur VR150 ou OA2. Le débit est 10 mA environ.

Le circuit oscillant est composé de la bobine L, du condensateur variable d'accord C et des deux condensateurs fixes C1 et C2. Ces deux derniers sont fixés rigidement près de la bobine. Le condensateur variable C aura son axe isolé de la masse et on interposera un flector isolant entre l'axe et le cadran de commande. Inutile de préciser que les condensateurs fixes doivent être d'excellente qualité et invariables en capacité (mica argenté).

Pour la fréquence 50 kHz, la bobine L a une inductance de 10 mH. Le réglage de la fréquence se fait de la façon suivante : on règle un récepteur de radiodiffusion sur Droitwich (fréquence 200 kHz) et en manœuvrant le condensateur variable C on règle l'hétérodynage à battement nul. Droitwich est sur l'harmonique 4 de l'oscillateur 50 kHz.

On passe ensuite sur PO en écoutant les stations sur 500-550 kHz et autres multiples de 50 kHz. On vérifie que l'on trouve les battements des différentes harmoniques de l'oscillateur. Sinon, on cherche un autre réglage du condensateur C sur l'émission de Droitwich et on recommence la vérification. Ces essais sont rapides et ne demandent que quelques instants.

L'émission de Droitwich, fréquence 200 kHz, est un standard de fréquence très utile pour l'étalonnage des oscillateurs de contrôle. En ondes courtes, nous avons les émissions étalonnées de la station américaine WWV, qui permettent de repérer de façon exacte de 5 en 5 MHz les fréquences comprises entre 5 et 35 MHz.

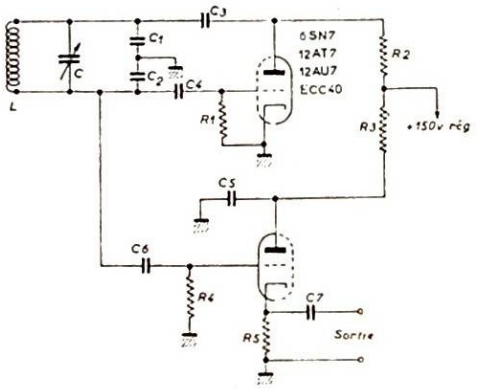


FIGURE 4

C1 = 2.000 pF mica.
C2 - C3 - C4 = 1.000 pF mica.
C5 = 0,1 µF papier.
C6 - C7 = 100 pF mica.
R1 = 5.000 Ω - 1/2 W.
R2-R3 = 5.000 Ω - 1 W.
R4 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R5 = 1.000 Ω - 1 W.

Le couplage de notre oscillateur à l'entrée du récepteur se fait par tube triode à cathode follower (seconde partie du tube double-triode), ce qui évite toute réaction du circuit d'utilisation sur la fréquence d'oscillation.

Les Récepteurs de Trafic Ondes courtes (suite)

SÉLECTIVITÉ BASSE FREQUENCE

J. BASTIDE F8JD

Sélectivité basse fréquence :

Avant-guerre, la sélectivité d'un récepteur était obtenue en agissant uniquement sur les étages d'amplification HF et MF. Parmi les procédés les plus efficaces, le filtre quartz était celui qui donnait les meilleurs résultats.

Actuellement, il existe plusieurs dispositifs de sélectivité basse fréquence, que l'on peut ou non combiner avec les procédés précités. Nous allons décrire quelques-uns de ces montages, qui peuvent s'adapter sans difficulté à des récepteurs existants.

Réglage silencieux :

Le réglage silencieux (squelch en anglais) est un accessoire utile pour supprimer le bruit de souffle du récepteur en position d'attente et en l'absence de signal. On évite ainsi la fatigue de l'oreille.

Il est monté entre la détection et le premier étage d'amplification BF. Le principe est de bloquer, par l'intermédiaire de la tension antifading, l'entrée de cet amplificateur BF en l'absence de signaux.

D'une façon générale, le réglage silencieux entraîne une perte dans l'amplification ; on doit donc utiliser des tubes à forte pente. Comme le dispositif est placé à l'entrée de l'amplificateur BF, on doit blinder très soigneusement les connexions « chaudes ». De plus, son alimentation anodique doit être bien filtrée, afin d'éviter tout bourdonnement du haut-parleur.

Le montage de la figure 1 permet d'ajouter le dispositif de réglage silencieux sans augmenter le nombre de tubes d'un récepteur existant. Un tube double-triode 12AX7 est monté à la place du premier tube d'amplification BF. La partie triode du haut fonctionne en amplificateur BF de tension. Celle du bas est le tube de commande du réglage silencieux.

Le potentiomètre P2 de 1 mégohm règle le niveau d'action du réglage silencieux. On peut le remplacer par un pont de deux résistances fixes, dont les valeurs seront déterminées par essais, à l'aide d'un potentiomètre monté de façon provisoire.

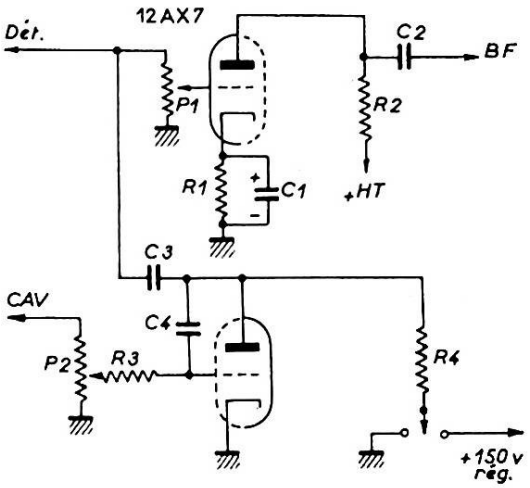


FIGURE 1

C1 = 25 µF - 25 V - chimique.
C2 = C4 = 0,01 µF - mica.
C3 = 0,1 µF - papier.
R1 = 2.700 Ω - 1 W.
R2 = 0,22 MΩ - 1 W.
R3 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 = 0,47 MΩ - 1 W.
P1 = 0,5 MΩ - graphite.
P2 = 1 MΩ - graphite.

Le condensateur C4 est très important. Il doit être sans pertes, du type disque céramique et soudé directement aux broches du support du tube. Pour les fréquences BF, il se comporte comme un court-circuit, et le tube du bas fonctionne virtuellement en diode. Il peut être considéré comme un amplificateur triode à forte contre-réaction ; de ce fait, sa résistance interne plaque devient très faible (analogue à un cathode follower), et tombe à quelques centaines d'ohms.

Cette impédance très faible est placée en parallèle sur le potentiomètre P1 (réglage de la puissance BF) par l'intermédiaire du condensateur C3 de 0,1 µF, et en raison de cette faible valeur, le contrôle de puissance est bloqué pratiquement à zéro.

Lorsque, sous l'action d'un signal, une tension antifading suffisante se trouve appliquée sur sa grille, le tube triode réglage silencieux

se trouve au « cut-off » (coupé), son impédance devient très élevée, d'où disparition de l'impédance shuntant le potentiomètre P1 de réglage de puissance BF et l'amplification BF est alors rétablie.

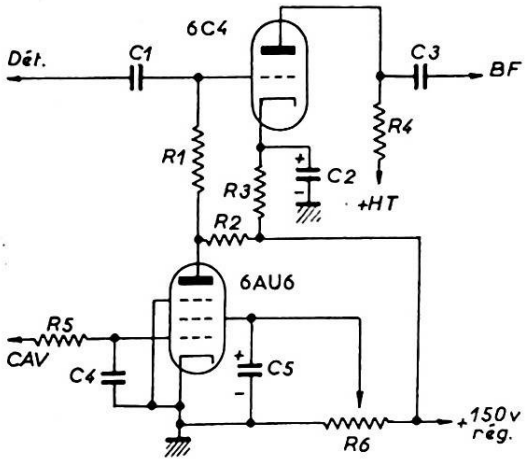


FIGURE 2

C1 = C3 = 0,01 µF mica.
C2 = C5 = 25 µF - 250 V - chimique.
C4 = 0,1 µF - papier.
R1 = 0,47 MΩ - 1/2 W.
R2 = R4 = 47.000 Ω - 1 W.
R3 = 1.000 Ω - 1 W.
R5 = 1 MΩ - 1/2 W.
R6 = potentiomètre 10.000 Ω bobiné.
R7 = 22.000 Ω - 1 W.

Figure 2, schéma d'un montage avec tube basse fréquence triode (6J5 - 6C5 - 6C4 - etc.) combiné avec tube penthode à pente fixe (6J7 - 6AU6 - etc.). Le fonctionnement est le suivant :

Lorsque la tension antifading injectée dans la grille du tube penthode est faible ou nulle, un certain courant anodique est absorbé par ce tube. Il s'ensuit une chute de tension dans la résistance R2, qui bloque le tube triode et aucun signal ou souffle n'est transmis au haut-parleur.

Si un signal est capté par le récepteur, la tension négative injectée par l'antifading dans la grille du tube penthode bloque celui-ci (cut-off) ; par contre, comme il ne passe plus de courant dans la résistance R2, le tube triode est débloqué et fonctionne (sous sa protection cathodique normale) comme amplificateur BF normal,

Par le potentiomètre R6, on règle la tension écran du tube penthode. On fait ainsi varier la tension de polarisation correspondant au cut-off, donc le point à partir duquel on désire l'action du réglage silencieux.

Pour les deux montages des figures 1 et 2, il faut que la tension appliquée à la plaque du tube d'amplification BF (tube du haut dans les deux schémas) soit environ le double de celle appliquée à la plaque du tube commandant le réglage silencieux. On obtient facilement cette condition avec un pont de deux tubes régulateurs OA2 ou OB2 en série.

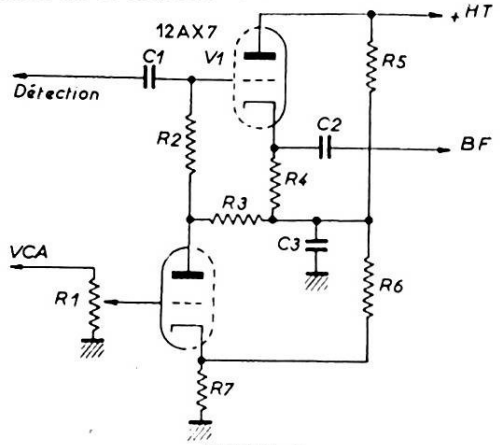


FIGURE 3

C1 = C2 = 0,01 µF.
C3 = 0,1 µF.
R1 = potentiomètre 0,5 MΩ - graphite.
R2 = R5 = 0,1 MΩ - 1 W.
R3 = 2,2 MΩ - 1 W.
R4 = 10.000 Ω - 1 W.
R6 = 15.000 Ω - 1 W.
R7 = 200 Ω - 1 W.

On évite cette suggestion avec le montage de la figure 3. Un diviseur de tension, composé de trois résistances en série R5 R6 R7, définit les différentes tensions des deux triodes. Dans notre schéma, nous donnons les valeurs pour le tube type 12AX7 (ou 6SL7).

La triode du haut V1 est un tube de couplage BF (monté en cathode follower), celle du bas V2 commande le réglage silencieux.

La polarisation de V1 est commandée par V2 et celle de cette dernière par la tension antifading. En l'absence de signal, la tension antifading est nulle ; V2 est alors simplement polarisée par la tension aux bornes de la résistance de cathode R7 (en série avec R5 et R6). Sa grille n'est que légèrement négative par rapport à la masse, et nous aurons un courant plaque.

La plaque de V2 est alimentée à travers la résistance R3 de forte valeur (2,2 MΩ). L'extrémité plaque de R3 est fortement négative par rapport à l'extrémité reliée à la résistance R4 (et à la cathode de V1) ; d'où blocage du tube de couplage V1 par polarisation élevée de sa grille. Aucun courant BF ne passe, le haut-parleur est muet.

Si on capte un signal, un courant antifading (négatif) est appliqué au potentiomètre R1. On règle l'injection de la tension négative à la grille de V2 (par le potentiomètre

R1), de façon à avoir le blocage (cut-off) de ce tube. Tout se passe alors comme si ce tube V2 était supprimé, et le tube de couplage V1 laisse alors passer la BF du détecteur vers l'amplificateur BF.

La tension BF est prise sur la cathode du tube de couplage V1 par l'intermédiaire du condensateur C2. Le condensateur C3 branché entre l'extrémité inférieure de la résistance cathode R4 et la masse, ferme le circuit du point de vue BF.

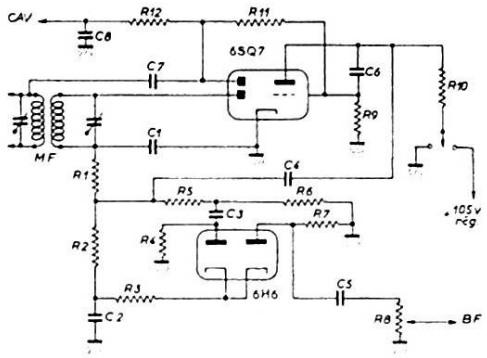


FIGURE 4

C1 = 200 pF - mica.
C2 = 0,05 µF - papier.
C3 = 0,02 µF - papier.
C4 = 0,1 µF - papier.
C5 = C6 = 0,01µF - mica.
C7 = 100 pF - mica.
C8 = 0,05 à 0,1 µF - papier.
R1 = 47.000 Ω - 1/2 W.
R2 = R3 = R6 = R12 = 0,5 Ω - 1/2 W.
R4 = R7 = 1 MΩ - 1/2 W.
R5 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R8 = potentiomètre 1 MΩ.
R9 = 2,7 MΩ - 1/2 W.
R10 = 0,5 MΩ - 1 W.
R11 = 2 MΩ - 1/2 W.

A titre d'exemple, nous donnons, figure 4, un ensemble assurant les fonctions : détection diode, antifading, réglage silencieux, antiparasites. Un inverseur unipolaire dans le circuit anodique du tube 6SQ7 permet de supprimer l'action du réglage silencieux. La tension anodique (qui doit être fixe) est prise sur la tension stabilisée (105 ou 150 V) du récepteur. Il faut adopter pour cet usage un tube double-diode-triode dont la partie triode est à pente aussi élevée que possible.

Les trois premières fonctions précitées sont assurées par le tube 6SQ7 et l'antiparasites par le tube double-diode 6H6. Ces tubes peuvent être remplacés par des types 6AT6 ou 6AV6 et 6AL5.

Filtre à contre-réaction :

Ce filtre, très simple, est très intéressant, car il coupe à la fois les graves et les aigües. Il diminue fortement le bruit de fond, sans altérer sensiblement la fidélité.

Figure 5, le schéma. Les valeurs peuvent être modifiées suivant les caractéristiques de bande passante désirées. Un interrupteur permet de supprimer à volonté son action. On le monte entre le tube amplificateur de tension et le tube de puissance de sortie.

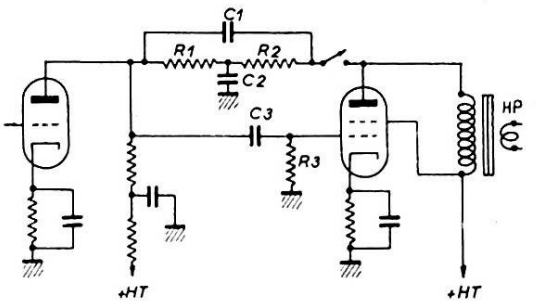


FIGURE 5

C1 = 500 pF - mica.
C2 = 0,005 à 0,01 µF - mica.
C3 = 0,01 µF - mica.
R1 = R2 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R3 = 1 MΩ - 1/2 W.

Filtres BF à impédances :

Ces filtres se placent à la sortie du récepteur et sont prévus pour l'écoute au casque. Ils peuvent rendre de grands services lorsque le brouillage est intense. On les monte dans un petit coffret métallique et ils sont indépendants du récepteur.

1° FILTRE POUR TELEGRAPHIE. — Schéma figure 6. Pour être efficace, ce filtre doit être constitué par des self-inductances à coefficient de surtension Q élevé ; le type toroïdal est excellent à ce point de vue, et de plus il est auto-blindé.

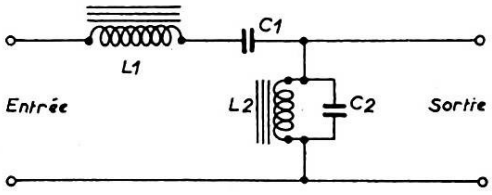


FIGURE 6

C1 = 0,005 µF - mica.
C2 = 2,7 µF - mica.
L1 = 5,4 H.
L2 = 0,01 H.

Les valeurs de L1 et L2 ne sont pas particulièrement critiques. L1 peut varier entre 2 et 5 Henrys et L2 entre 0,01 et 0,05 Henry. Mais on doit respecter l'égalité :

$$L1\ C1 = L2\ C2.$$

On agira pour cela sur la capacité des condensateurs C1 et C2.

Le but de ce filtre est de ne laisser passer qu'une bande de fréquence très réduite, avec pointe à 1.000 Hz. La fréquence de pointe est donnée par la formule :

$$F = \frac{159}{\sqrt{LC}}$$

F étant en Hertz, L en Henrys, C en microfarads.

2° FILTRE POUR TELEPHONIE. — Dans ce filtre, on coupe les fréquences supérieures à 1.500 Hz. Ce n'est toutefois pas le filtre optimum, mais il se réalise facilement. Schéma figure 7.

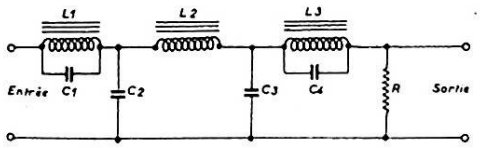


FIGURE 7

C1 = C4 = 0,006 µF - mica.
C2 = C3 = 0,01 µF - mica.
L1 = L3 = 0,8 H.
L2 = 2,4 H.
R = 20.000 Ω - 1 W.

Pour ces deux filtres, on doit utiliser un casque téléphonique à haute impédance, d'au moins 10.000 ohms.

Amplificateurs BF sélectifs :

Ils sont utilisés pour la réception de la télégraphie. On les accorde sur une fréquence BF déterminée et on règle le battement du BFO sur cette fréquence. On obtient ainsi une sélectivité BF extrêmement élevée. Toutefois, il est nécessaire que l'émission reçue soit stable en fréquence.

Dans la figure 8, on place un filtre passe-bas à l'entrée de l'amplificateur BF. Ce filtre doit être convenablement blindé (blindage en tôle de fer) afin d'éviter toute induction parasite.

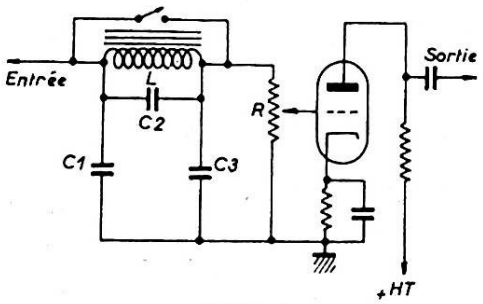


FIGURE 8

C1 = 3.000 pF - mica.
C2 = 2.600 pF - mica.
C3 = 2.000 pF - mica.
R = potentiomètre 3 MΩ.
L = 6 H.

Un tel filtre présente deux pointes de résonance : l'une d'amplitude maximum, l'autre d'amplitude minimum. La seconde dépend (pour une valeur déterminée de l'impédance L) de la capacité du condensateur C2 qui forme avec l'impédance L un circuit bouchon pour la fréquence d'accord du système. La première est fonction de l'ensemble des condensateurs C1 C2 C3.

L'inductance L doit avoir un coefficient de surtension Q aussi élevé que possible. Elle sera constituée par un bobinage à galettes et un circuit magnétique à poudre de fer. Avec une inductance genre « self de filtre » ou un transformateur de haut-parleur, les résultats seront acceptables, mais nettement inférieurs ; la sélectivité sera moins bonne.

A titre indicatif, avec les valeurs du schéma, la fréquence de résonance est de 900 Hz, la fréquence anti-résonnance de 1.250 Hz. L'expérimentateur ne rencontrera pas de grandes difficultés dans les essais qu'il pourra faire avec le matériel dont il dispose. L'interrupteur permet de supprimer l'action du filtre.

Filtre passe-haut :

Si l'on examine les courbes d'audibilité de la voix humaine en fonction de la fréquence, on constate que si toutes les fréquences inférieures à 1.000 Hz sont éliminées, la parole est encore compréhensible à 85 %. Toutefois, la puissance audible est réduite dans de grandes proportions, de l'ordre des 4/5.

L'avantage de cette méthode est que l'on élimine une grande partie des grognements et parasites à très basse fréquence.

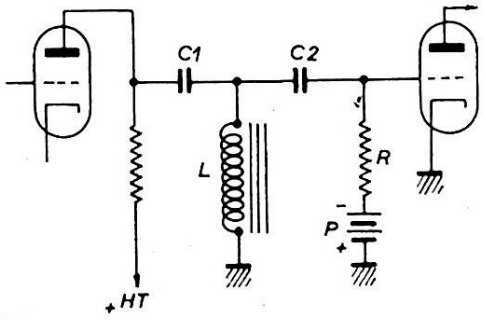


FIGURE 9

C1 = C2 = 0,022 µF - papier.
L = 0,9 H.
R = 9.000 Ω - 1/2 W.

Figure 9, un filtre passe-haut L C1 C2 est monté entre deux étages d'amplification BF. Ce filtre est calculé pour couper les fréquences inférieures à 800 Hz, avec une impédance terminale de 9.000 ohms. La tension de la pile est déterminée suivant les caractéristiques de

polarisation du tube de sortie. Avec ce filtre, la parole est plus claire et perce mieux dans le fond de parasites.

Filtre BF à résistances-capacités :

Nous venons de voir plusieurs montages de filtres BF avec bobines à circuit magnétique. Celles-ci doivent avoir un coefficient de surtension Q élevé, leur inductance est critique et le prix de revient important.

Figure 10, un montage plus simple, n'utilisant que des résistances et des capacités, et permettant un réglage facile de la fréquence à favoriser. On obtient une largeur de bande aussi réduite que celle donnée par un filtre quartz MF normal.

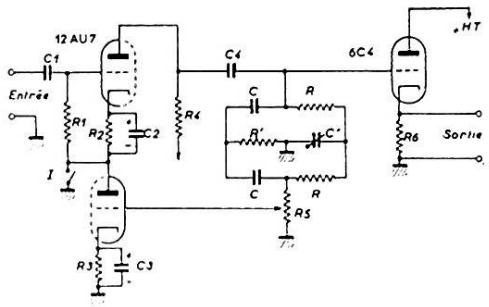


FIGURE 10

C et C' = (voir texte).
C1 = C4 = 0,01 µF - mica.
C2 = C3 = 25 µF - 25 V - chimiques.
R et R' = (voir texte).
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = R3 = 1.500 Ω - 1 W.
R4 = 50.000 Ω - 1 W.
R5 = potentiomètre 2 MΩ - graphite.
R6 = 10.000 Ω - 1 W.

A l'entrée, un tube double-triode (6SN7 ou 12AU7). La première triode est utilisée en amplificateur BF, la seconde triode en amplificateur de tension de réaction. Le tube triode de sortie (6J5 ou 6C4) isole le casque téléphonique, de façon à supprimer toute perturbation. Dans le cas de réception en haut-parleur, il suffit d'ajouter un étage d'amplification BF de puissance (6V6, 6AQ5, EL84, etc.).

Le circuit filtre est basé sur le principe du pont de Wien. Il est accordé par la fréquence Fo donnée par la formule :

$$Fo = \frac{1}{2 \pi RC}$$

La réaction négative est créée à toutes les fréquences, sauf pour celle à laquelle le pont est accordé. Seule cette fréquence Fo est amplifiée, et en réglant à l'aide du potentiomètre R5 le taux de réaction négative, on obtient le degré de sélectivité désiré.

Le schéma de principe du pont de Wien est donné figure 11. Il comporte deux circuits à résistances et capacités. Ses propriétés sélectives sont analogues à celles des circuits oscillants.

On doit avoir les rapports ci-après :

R1 = R2 et R3 = 1/2 R1

C1 = C2 et C3 = 2 C1

mais l'efficacité du pont est diminuée si les éléments ne sont pas tous ajustés à 1 % ou mieux.

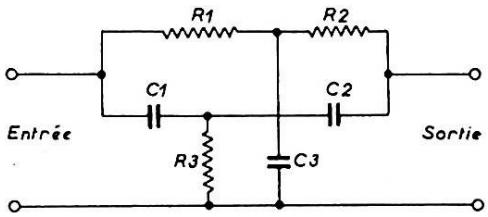


FIGURE 11
(Pour les valeurs, voir texte)

R1 = R2.
R3 = 1/2 R1.
C1 = C2.
C3 = 2 C1.

Pour une fréquence Fo = 1.000 Hz, nous aurons, d'après la formule précitée :

R1 = R2 = 0,2 MΩ

R3 = 0,1 MΩ.

C1 = C2 = 680 pF.

C3 = ajustable 1.000 à 2.000 pF.

Le condensateur C3 est ajustable. Cela pour permettre de régler le pont à la fréquence désirée. Il est constitué par un condensateur fixe de 1.000 pF avec en parallèle un condensateur ajustable diélectrique mica de 200 à 1.000 pF.

Une variante consiste à prendre un condensateur C3 fixe (capacité 1.360 pF composé de deux condensateurs 680 pF en parallèle) et d'utiliser en R3 une résistance variable (type potentiomètre 50.000 ohms en série avec une résistance fixe 80.000 ohms).

Le réglage se fait de la façon suivante. On règle le potentiomètre R5 au maximum de réaction (en éloignant le curseur de la masse). Puis on ajuste le condensateur C3 (ou la résistance R3) jusqu'à ce que l'amplificateur ait tendance à entrer en oscillation (son de cloche pour les pointes de parasites) ; ce réglage se fait en accordant le récepteur sur une fréquence où ne se trouve aucun signal. Ensuite, en cours d'écoute normale, on réduit légèrement C3 (ou on augmente légèrement R3) jusqu'au point où l'amplificateur n'a plus tendance à osciller sous l'impulsion des signaux.

Pratiquement, en C3, on utilise une valeur légèrement supérieure à celle donnée par le calcul. On rend ainsi l'amplificateur un peu plus réactif et on améliore la sélectivité.

Le tube double-triode doit avoir un coefficient d'amplification moyen, de l'ordre de 20. Avec des tubes à coefficient plus élevé (50 à 100), le système est instable.

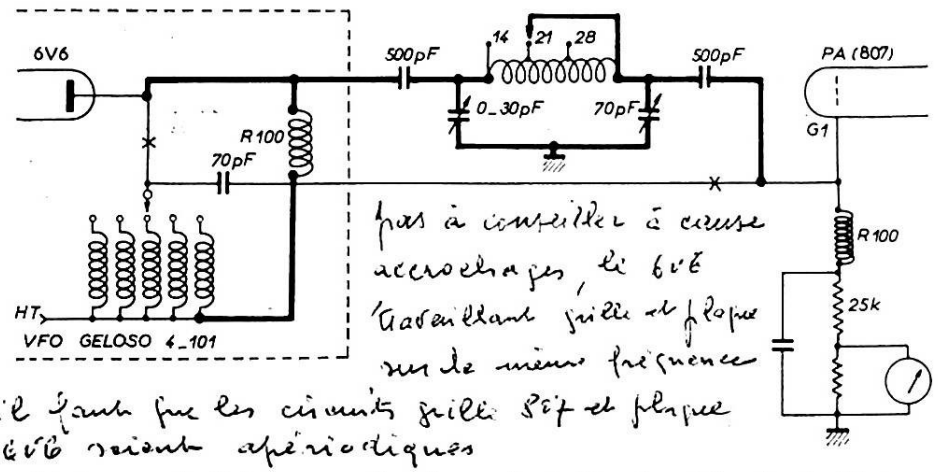
L'interrupteur I permet de supprimer l'action du filtre (position fermée).

La publication de cet article se poursuivra dans notre prochain numéro.

VFO GELOSO ET EXCITATION

Un vieux VFO Geloso type 4-101 donnait une excitation insuffisante sur 21 et 28 MHz. La modification décrite lui a permis de délivrer 6 mA à 28 MHz et 8 mA à 21 MHz sur un tube 807 chargé à 80 mA sous 600 V.

Un avantage supplémentaire du montage est la disparition de fréquences indésirables à la sortie du final telles que le 21 MHz en travaillant sur 14 MHz. On note d'ailleurs une apparente diminution du TOS dans le feeder et des accords plaque plus nets, ce qui confirme le fait.



Pour obtenir ces résultats, couper le câblage aux deux points marqués d'une croix et réaliser le montage représenté sur la figure en traits gras. Les prises sur la bobine sont à déterminer pour le maximum d'excitation (rétablir chaque fois l'accord avec le CV).

La bobine L est formée de 18 tours de fil 10/10 au pas de 4 tours par centimètre sur un diamètre de 25 mm.

Prise 14 MHz : 18 t. Prise 21 MHz : 12 t. Prise 28 MHz : 6 tours.

F9YY.

PREAMPLIFICATEUR D'ANTENNE

(suite de la page 95)

3) Régler le couplage L2/L3 par disposition des bobines en se réglant successivement en haut et en bas de gamme : on obtient finalement un gain pratiquement égal sur toute la bande.

4) Parfaire le neutrodynage, ce qui entraînera un minimum de souffle : couper la HT sur le premier tube et se caler sur un signal fort : faire alors le minimum de réception en accordant Ln. Ne pas oublier de rétablir ensuite la HT.

Nomenclature du matériel

2 tubes 417-A.
2 supports noval.
1 capa mica 500 pF.
5 capa céram 500 pF.
1 capa papier 20 nF.
2 R miniature 68 Ω.
1 R de 8 kΩ (4 W).
1 mandrin genre Lipa ∅ 6 mm.
5 mandrins 4 mm (vieille R de 1 W, 1 kΩ ou plus).
Fil 10/10 argenté si possible.
Fil 2/10.
Coaxial et fiches.
Plaquette pour circuits imprimés un côté cuivre : 250 m2 environ.
L1 = fil 10/10 sur air ∅ 10. 4 t. prise à 2 t.
L2 = fil 10/10 sur air ∅ 10. 5 t.
L3 = fil 10/10 sur air ∅ 10. 3 t. 1/2 jointifs.
L4 = fil 10/10 sur air ∅ 10. 7 t.
L5 = fil 6/10 sur air ∅ 10. 3 tours jointifs.
Ln = 15 t. de fil 2/10 sur mandrin à noyau de fer ∅ 6 mm.
Choc : 40 t. de fil 2/10 sur mandrin 4 mm.
C = 500 pF.

Les Récepteurs de Trafic Ondes courtes (suite)

SÉLECTIVITÉ BASSE FRÉQUENCE

J. BASTIDE F8JD

(Voir précédent numéro)

Hétrofil :

Hétrofil est l'abréviation de « Heterodyne filter ». C'est un circuit monté en pont, placé à la sortie du récepteur et qui permet d'éliminer une fréquence audible (réglage à volonté). Il est prévu pour écoute au casque téléphonique.

Figure 12, le schéma proposé en 1939. Aucune alimentation n'est nécessaire ; de ce fait, les résistances et condensateurs seront de modèle réduit, puisqu'il n'y a ni puissance, ni haute tension.

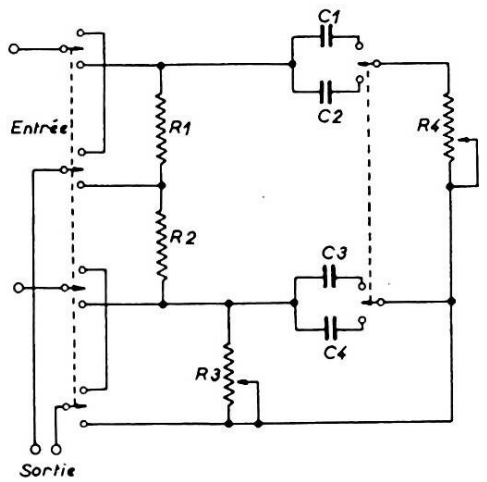


FIGURE 12

C1 = C3 = 0,05 µF - papier.
C2 = C4 = 0,25 µF - papier.
R1 = 2.000 Ω - 1/2 W.
R2 = 1.000 Ω - 1/2 W.
R3 = R4 = potentiomètres 10.000 Ω jumelés.

Les valeurs sont données pour un casque téléphonique de 2.000 ohms. Pour une impédance de sortie différente, il y aura lieu de les modifier, en conservant pour R1 une valeur double de celle de R2.

L'appareil comporte deux commutateurs. Celui de gauche (quatre pôles, deux positions) permet de supprimer l'action de l'hétrofil (position du haut) ou de le mettre en service (position du bas). Celui de droite (deux pôles, deux positions) permet d'insérer des condensateurs de capacités différentes, suivant la note de battement de l'onde brouilleuse ; pour des notes de fréquence inférieure à 350 Hz, on met ce commutateur sur position du bas (fortes capacités), et pour fréquences supérieures sur position du haut (faibles capacités), cette seconde position donnant une rejection plus pointue et moins d'atténuations.

En écoute normale, le commutateur de gauche est sur position du haut, l'hétrofil est hors circuit. Si un sifflement d'interférence se manifeste (brouillage), on passe sur position du bas (en service) et on règle les deux résistances variables jumelées R3 et R4 jusqu'à ce que ce sifflement disparaisse.

On peut sans inconvénient remplacer les potentiomètres jumelés R3 et R4 (montés en résistances variables) par des modèles simples, à réglage indépendant. On aura deux réglages à faire, au lieu d'un seul, mais on aura plus de souplesse pour le réglage, en particulier lorsque le signal brouilleur est instable, ou encore s'il s'agit d'une téléphonie surmodulée.

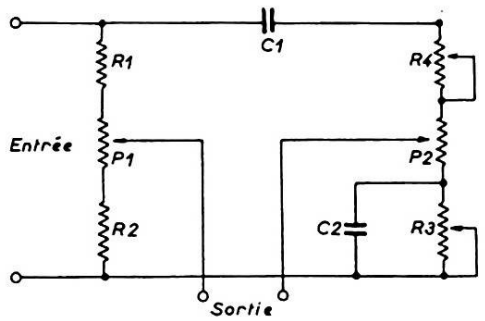


FIGURE 13

C1 = C2 = 0,05 - papier.
R1 = R2 = 500 Ω - 1/2 W.
R3 = R4 = potentiomètres 10.000 Ω jumelés.
P1 = potentiomètre 2.000 Ω - bobiné.
P2 = potentiomètre 1.000 Ω - bobiné.

Une variante de l'hétrofil initial est donnée figure 13. Pour la clarté du schéma, nous avons supprimé les deux commutateurs, mais on n'aura aucune difficulté à les rétablir. Les deux résistances variables R3 et R4 sont jumelées. On ajoute deux potentiomètres P1 et P2 à réglage indépendant. Le premier P1

règle le diviseur de tension d'entrée au rapport 1/2. Le second P2 est placé normalement à mi-course du curseur et il n'est utilisé que lorsque le réglage des deux résistances variables jumelées R3 R4 s'avère insuffisant pour éliminer le brouillage d'interférence.

Tous les potentiomètres et résistances variables peuvent être du type carbone, mais il est préférable de prendre des résistances bobinées, plus régulières et plus stables.

Selectoject :

Initialement, on écrivait « Select-O-Ject », abréviation des trois mots : sélectivité, oscillateur, rejection. Les revues américaines le désignent souvent S.O.J. Il a été inventé par deux Américains, Villard et Weaver et une firme américaine exploite le brevet.

Comme il est très important que l'impédance propre du circuit d'alimentation soit faible, cette condition sera remplie avec le filtre R8 C6, ce condensateur chimique ayant une forte valeur, 40 à 50 µF.

Si l'on n'a pas la place de monter le Selectoject sur le châssis du récepteur, on le réalise dans un châssis annexe et on le relie au récepteur par deux cordons blindés et fiches volantes. C'est un avantage de cet appareil sur le filtre quartz MF, ce dernier faisant partie intégrante du récepteur.

L'amplification est fonction de la valeur des résistances R6 et R10. Si on ne la trouve pas suffisante, augmenter ces valeurs.

La gamme de fréquence pour laquelle l'appareil fonctionne est définie par les résistances (variables) R12 et R13 et par la capacité

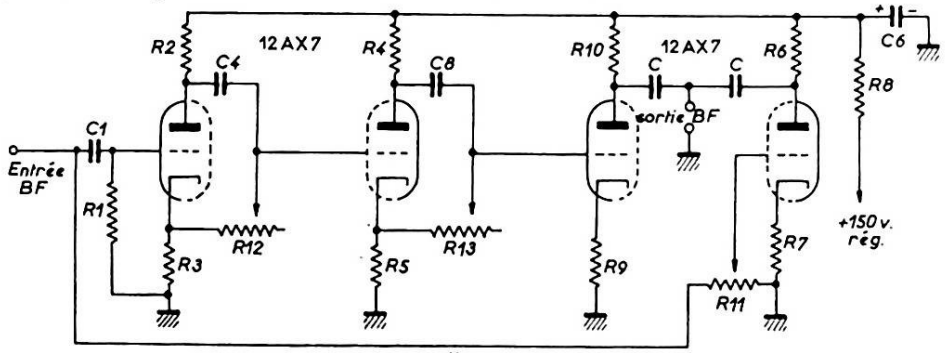


FIGURE 14

C1 = 0,01 µF - mica.
C4 = C8 = 2.000 pF - mica.
C6 = 40 à 50 µF - 200 V - chimique.
C9 = C10 = 0,1 µF - papier.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = R3 = 1.000 Ω - 1 W.
R4 = R5 = 2.000 Ω - 1 W.
R6 = 20.000 Ω - 1/2 W.
R7 = 2.000 Ω - 1/2 W.
R8 = 10.000 Ω - 1 W.
R9 = 6.000 Ω - 1/2 W.
R10 = 20.000 Ω - 1 W.
R11 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R12 = R13 = potentiomètres 5 MΩ - jumelés.
Pour faciliter la lecture du schéma, il a été conservé les indices de la figure 15.

Il existe plusieurs variantes du Selectoject. Nous donnons la plus courante devenue classique fig. 14.

Le Selectoject est dérivé du pont de Wien et a été inspiré par l'Hetrofil. En réception téléphonie, il permet la suppression des sifflements d'interférences par les stations voisines, aussi bien qu'un filtre quartz MF. En réception télégraphie, on peut, soit éliminer les interférences, soit amplifier une fréquence déterminée.

On l'insère sans difficulté entre la détection et le premier étage d'amplification BF, c'est-à-dire à un endroit où la puissance est faible. Il comporte deux tubes double triodes 12AX7 (ECC83) préférable au type 6SN7, en raison de sa pente plus élevée et de sa consommation anodique beaucoup plus réduite. La tension anodique est faible (de l'ordre de 150 V) et doit être stabilisée (tube VR150 ou OA2).

des condensateurs C4 et C8. La fréquence varie en fonction inverse de la valeur des résistances R12 et R13 ; théoriquement, pour une résistance nulle, la fréquence est infinie.

La fréquence la plus basse à laquelle peut fonctionner l'appareil est celle pour laquelle la réactance de C4 et C8 est égale à la résistance de R12 et R13. Avec les valeurs du schéma, cette fréquence limite est de 160 Hz environ. Si l'on veut descendre à 80 Hz, il faudra prendre C4 = C8 = 4.000 pF, ou bien R12 = R13 = 1 mégohm, et ainsi de suite. Toutefois, ne pas réduire au-dessous de 500 pF pour les condensateurs et ne pas dépasser 5 mégohms pour les résistances.

Le fonctionnement devient instable aux environs d'une fréquence de 5.000 Hz. Si l'on veut agir à des fréquences plus élevées, il faut diminuer C4 et C8 et augmenter R12 et R13.

Les impédances d'entrée et de sortie sur lesquelles est branché le Selectoject doivent être élevées. On ne peut utiliser l'appareil sur de basses impédances.

Les résistances de cathode des trois premiers tubes ont des valeurs progressivement élevées. Le couplage entre ces trois tubes est direct (cathode-grille). La tension de polarisation de la cathode d'un étage est appliquée directement à la grille de l'étage suivant. Il faut donc que la polarisation grille des étages successifs soit de plus en plus négative. Il est important que les résistances de cathode et de plaque des deux premiers tubes soient égales, c'est-à-dire que R2 = R3 et R4 = R5. Leur valeur absolue n'est pas très importante.

Il est recommandé de prendre des résistances type 1 W ou mieux 2 W, qui sont plus stables que celles du type 1/2 W. Leur valeur varie moins en cours de service, puisqu'elles ne chauffent pratiquement pas.

Le montage pratique du Selectoject, donné dans les revues américaines, est plus « évolué » que le schéma de principe précédent. Nous le donnons figure 15.

Un commutateur 4 pôles, 2 positions, donne les possibilité suivantes :

— position 1 : amplificateur sélection et oscillation ;

— position 2 : filtre à rejection.

Voici quelques indications sur le fonctionnement et l'utilisation. Le commutateur étant sur position 2, on règle les trois potentiomètres R11 R12 R13 jusqu'au bruit de fond minimum. La sélectivité est donnée par R11 et on parfait le réglage avec les deux autres potentiomètres jumelés R12 et R13. Cette position est celle pour la téléphonie.

Pour la réception de la télégraphie, après l'opération ci-dessus, on place le commutateur sur position 1. On retouche le réglage du potentiomètre R11 jusqu'au point où va se produire l'accrochage (ce dernier se traduit par un hurlement). On est au point de sélectivité maximum, avec son de cloche caractéristique. On règle ensuite le bouton des potentiomètres jumelés R12 et R13 pour obtenir la réception pure de parasites (suppression des interférences).

Le commutateur 4 pôles peut avantageusement être séparé en deux commutateurs bipolaires, l'un pour les condensateurs C7 C8 et les résistances R13 R14, l'autre réservé au tube triode du bas. On a plus de souplesse dans les réglages.

La sélectivité donnée par le Selectoject est très pointue, comparable à celle d'un filtre quartz MF, avec en plus l'avantage d'une amplification supplémentaire.

Amplificateur BF à réaction :

Ne sert qu'à la réception de la télégraphie. Schéma figure 16.

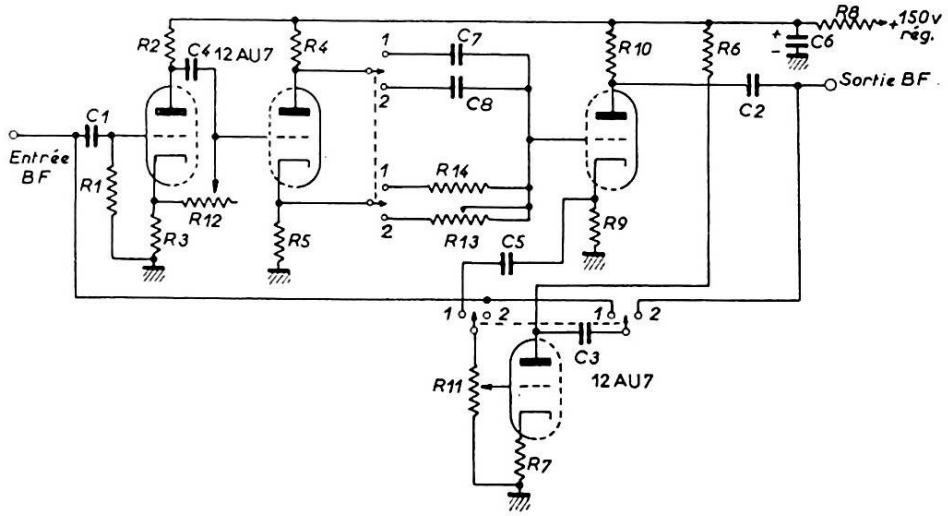


FIGURE 15

C1 = 0,01 µF - mica.
C2 = C3 = 0,1 µF - papier.
C4 = C8 = 2.000 pF - mica.
C5 = 0,05 µF - papier.
C6 = 16 à 30 µF - 200 V - chimique.
C7 = 200 pF - mica.
R1 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = R3 = 1.000 Ω - 1 W.
R4 = R5 = 2.000 Ω - 1 W.
R6 = 20.000 Ω - 1/2 W.
R7 = 2.000 Ω - 1/2 W.
R8 = 10.000 Ω - 1 W.
R9 = 6.000 Ω - 1/2 W.
R10 = 20.000 Ω - 1 W.
R11 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R12 = R13 = potentiomètres 5 MΩ - jumelés.
R14 = 0,12 MΩ - 1/2 W.

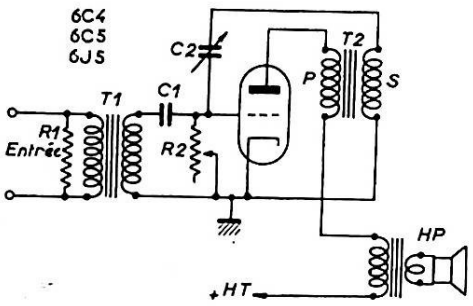


FIGURE 16

C1 = 250 pF - mica.
C2 = variable 100 pF.
R1 = (voir texte).
R2 = résistance variable 0,1 MΩ - graphite.

Le dispositif est monté sur un petit châssis séparé, que l'on branche à la sortie du récepteur. Il comporte un oscillateur BF composé du transformateur T2, du condensateur variable C2 et de la résistance variable R2. Le condensateur variable C2 commande la tonalité de l'oscillateur BF et la résistance variable R2 (type potentiomètre) règle la sensibilité du système. On devra choisir un transformateur T2 qui donne une note comprise entre 500 et 1.000 Hz (prendre un rapport de 1/3).

La liaison au récepteur se fait par le transformateur T1 (rapport 1/1) et le condensateur C1. La résistance R1 est destinée à éviter les accrochages BF ; valeur à déterminer par essais (comprise entre 0,1 et 0,2 MΩ).

Le condensateur C2 étant placé au maximum de capacité, régler la résistance R2 de façon à provoquer l'oscillation BF. Si l'on n'obtient pas d'oscillation, inverser les connexions de l'un des enroulements du transformateur T2. On règle ensuite le condensateur C2 de façon à avoir la tonalité voulue et la résistance R2 est augmentée jusqu'au point où cesse l'oscillation BF.

Lorsqu'un signal de même fréquence est injecté à cet amplificateur, il déclenche l'oscillation BF. Nous prévenons nos lecteurs que la puissance sonore résultante est très grande et ne peut être réglée par la commande de puissance du récepteur. Le seul moyen de régler cette puissance sonore est de mettre un potentiomètre entre ce dispositif et le haut-parleur.

Limiteurs BF de parasites :

Ces systèmes sont simples et applicables à presque tous les récepteurs, particulièrement à ceux à amplification directe. Ils limitent l'amplitude des signaux de sortie de l'amplificateur BF. Ils maintiennent également la puissance de sortie (output) du signal presque constante.

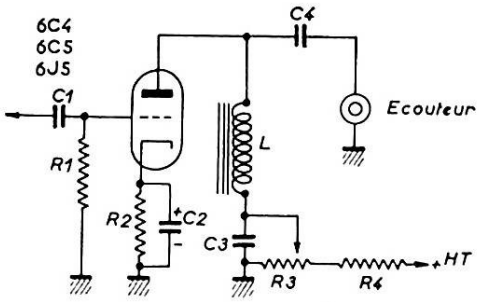


FIGURE 17

C1 = 0,01 µF - mica.
C2 = 25 µF - 25 V - chimique.
C3 = 1 µF - papier.
C4 = 0,1 µF - papier.
R1 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R2 = 2.000 Ω - 1 W.
R3 = potentiomètre 50.000 Ω - graphite.
R4 = 20.000 Ω - 1 W.

Deux circuits types : le premier, figure 17, utilise un tube triode fonctionnant sous tension plaque réduite (environ une dizaine de volts), de sorte qu'il se trouve saturé pour un faible niveau de signal.

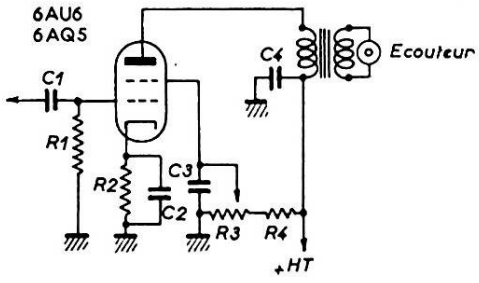


FIGURE 18
(Mêmes valeurs que figure 17)

Le second, figure 18, est préférable au précédent ; son fonctionnement est excellent. Un tube penthode, type basse fréquence, est alimenté à tension plaque normale, mais sa tension écran est réduite (30 à 35 V environ). La puissance de sortie reste pratiquement constante pour toute valeur supérieure à une tension d'excitation grille donnée, et cela pour une variation du niveau de puissance de l'ordre de 100 à 1.

Pour ces deux montages, le seuil de limitation est réglable par le potentiomètre R3. Ils s'appliquent particulièrement à l'écoute au casque.

Un dispositif basé sur un principe différent est donné figures 19 et 20. Un tube double-diode (6H6, 6AL5), ou mieux, un tube double-diode 12AU7 ou 6SN7 monté en double-diode

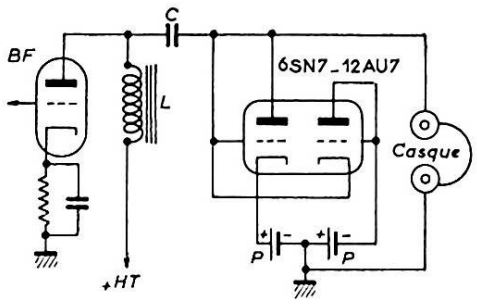


FIGURE 19
C = 0,01 µF - mica.
L = inductance à fer 10 H.

(grille et plaque de chaque triode réunies ensemble), fonctionne en « soupape » dès que la tension BF dépasse une certaine valeur ; cette valeur est déterminée par la tension des piles P pour la figure 19. Lorsque la tension des parasites 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) est court-circuité pendant le très court instant du passage de la pointe de tension due aux parasites. Le fonctionnement est 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 désirée ; en général, quelques volts.

Le montage de la figure 20 permet de supprimer les piles. Le réglage du taux d'écrêtage se fait par la résistance variable R2.

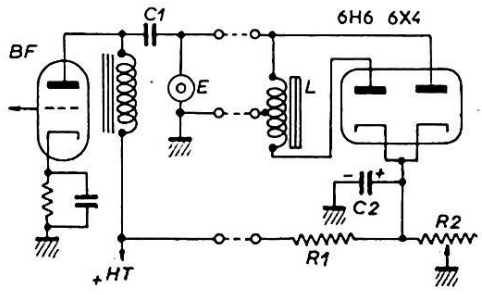


FIGURE 20
C1 = 0,01 µF - mica.
C2 = 10 µF - 50 V - chimique.
R1 = 25.000 Ω - 5 W.
R2 = potentiomètre 1.000 Ω - bobiné.
L = (voir texte).
E = écouteur.

La self-inductance L est un primaire de transformateur de haut-parleur, avec prise médiane. Tuble double-diode 6H6 ou mieux 6X4.

Dans ces deux montages, il est indispensable d'avoir un circuit diode push-pull, car les impulsions parasites sont alternatives et asymétriques. On écrête également les pointes positives et négatives.

Le tube double-diode sera avantageusement remplacé par des détecteurs cristal-diodes. Figure 21, un montage avec deux cristal-diodes type 1N34 (déjà donné par l'auteur dans Radio-REF).

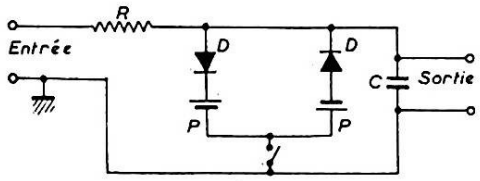


FIGURE 21
R = 15.000 Ω - 1 W.
C = 5.000 pF - mica.
P = piles 1,5 V.

Les deux piles P, tension 1,5 V, polarisent les deux détecteurs. Un interrupteur coupe l'alimentation lorsque l'utilisation est terminée, afin d'éviter l'usure inutile des piles. On règle le potentiomètre de puissance du récepteur jusqu'à la coupure des parasites.

Une amélioration intéressante est apportée à ce montage, en remplaçant les détecteurs 1N34 par des diodes silicium qui éliminent les piles de polarisation. Le schéma est le même mais sans les piles. Ce limiteur silicium coupe les parasites à 5 V (pointe à pointe) et fonctionne mieux avec des écouteurs à forte impédance.

Limiteur BF en classe C :

Ce limiteur BF (réception de la télégraphie) fonctionne en amplificateur classe C. Il se branche à la sortie plaque d'un récepteur donnant une amplification assez forte de signaux. Schéma figure 22.

La polarisation nécessaire pour le fonctionnement en classe C est obtenue par l'ensemble des résistances R3 R4 R5. La cathode du tube est positive par rapport à la masse, à une valeur que l'on règle par le potentiomètre R4. La grille est donc fortement négative par rapport à la cathode, et on peut faire varier la polarisation de la classe A à la classe C.

Régler le potentiomètre R4 jusqu'à la suppression des parasites. La force du signal est légèrement réduite, mais la tonalité est un peu modifiée.

Le filtre L C2 C3 n'est pas indispensable, et il peut être mis hors-circuit par l'inverseur bipolaire. La bobine L a une impédance de

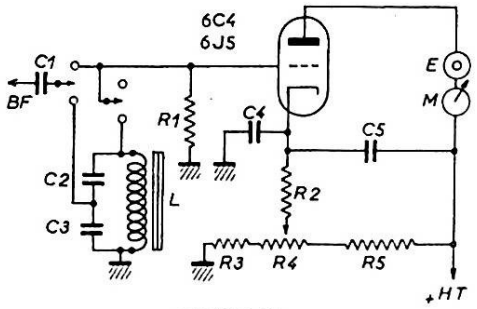


FIGURE 22
C1 = 0,01 µF - mica.
C2 et C3 (voir texte).
C4 = C5 = 1 µF - papier.
M = milliampèremètre.
E = casque téléphonique.
R1 = 0,1 MΩ - 1/2 W.
R2 = 15.000 Ω - 1 W
R3 = 5.000 Ω - 1 W.
R4 = potentiomètre 50.000 Ω.
R5 = 50.000 Ω - 1 W.

1,5 à 2 Henrys. Elle est accordée sur une fréquence de 250 Hz par les deux condensateurs en série C2 et C3. La capacité de C2 est de 10.000 pF ; celle de C3 est déterminée par essais (1 à 4 µF papier).

Un milliampèremètre M peut être inséré en série avec le casque téléphonique. Il permettra de comparer la force des signaux des stations reçues.

Limiteur BF à réaction :

Cet amplificateur BF remplit deux fonctions: d'abord comme limiteur par le réglage de la tension plaque du premier tube, ensuite comme amplificateur à réaction par le second tube. Schéma figure 23.

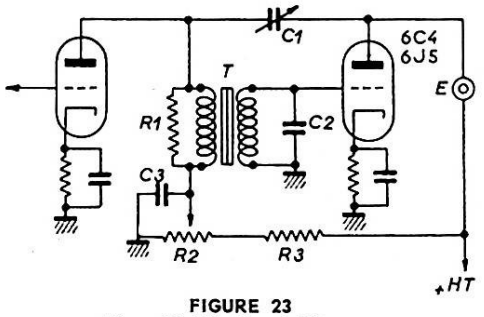


FIGURE 23
R1 = 10.000 Ω -1 W.
R2 = potentiomètre 50.000 Ω.
R3 = 20.000 Ω - 1 W.
(Autres valeurs, voir texte)

On règle d'abord le curseur du potentiomètre R2 de façon à limiter l'amplitude des parasites au même taux que le signal à recevoir. Ensuite, on règle le condensateur variable C1 de façon à se rapprocher de l'accrochage, mais sans provoquer la naissance des oscillations. Le branchement du transformateur BF devra être fait de façon à obtenir la réaction.

Le condensateur C1 est du type à diélectrique mica ou air, capacité maximum 500 pF. Sa valeur dépend du rapport de transformation du transformateur BF et du tube de sortie.

Le condensateur fixe C2 accorde le secondaire du transformateur sur une fréquence de l'ordre de 1.000 Hz. Sa capacité est à déterminer par essais (entre 100 et 2.000 pF).

La résistance R1 en parallèle sur le primaire du transformateur, charge celui-ci de façon constante et supprime l'influence du condensateur variable de réaction lorsque l'on fait varier la tension plaque du premier tube (limiteur).

Limiteur de parasites type compresseur :

Montage simple comportant un tube double-triode (6SN7, 12AU7) que l'on branche à la sortie du récepteur, Schéma figure 24.

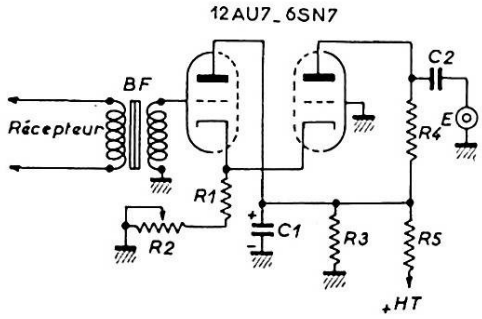


FIGURE 24
C1 = 8 µF - 500 V - chimique.
C2 = 0,01 µF - mica.
R1 = 5.000 Ω - 1 W.
R2 = potentiomètre 10.000 Ω - bobiné.
R3 = 20.000 Ω - 2 W.
R4 = 30.000 Ω - 1 W.
R5 = 50.000 Ω - 2 W.

Le transformateur de liaison est d'un type courant BF rapport 1/3 ou 1/5. Il fonctionne en élévateur, de façon à donner une meilleure adaptation à l'entrée du limiteur et améliorer l'action de compression. La résistance variable de cathode, type potentiomètre 20.000 ohms bobiné, règle la puissance de sortie et le niveau de compression.

Note de l'auteur :

Radio-REF a donné des articles intéressants sur la sélectivité BF et le lecteur s'y reportera avec fruit. Ces articles complètent l'étude ci-dessus.

— Décembre 1953 : « La sélectivité BF », par Pierre Vermont F8TQ.

— Avril 1954 : « Les filtres BF à résistances-capacités et leurs applications », par H. Mouillerac.

COMBINAISONS DÉTECTION, ANTIFADING ANTIPARASITES, B.F.O...

J. BASTIDE F8JD

En nous inspirant des schémas des chapitres précédents, nous donnons ci-après des ensembles où plusieurs des fonctions détection, C.A.V., antiparasites, B.F.O., etc., sont groupées. Cela simplifiera le travail du réalisateur. Il est évident que l'on peut multiplier ces combinaisons et les modifier en utilisant les tubes multiples qui paraissent sur le marché.

Dans la plupart des schémas, le S-mètre a été volontairement omis, afin de ne pas surcharger les dessins. Le branchement de cet accessoire utile étant simple, le lecteur pourra en faire facilement l'adaptation.

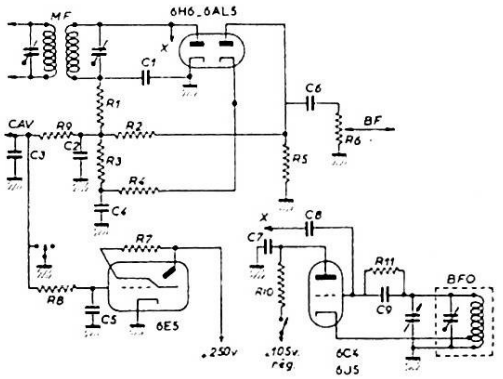


FIGURE 1

C1 = C2 = C9 = 200 pF mica.
C3 = 0,05 µF papier.
C4 = C5 = C6 = C7 = 0,01 µF mica.
C8 = 2 à 5 pF stéatite.
R1 = 50.000 Ω - 1/2 W.
R2 = R5 = R8 = 0,27 MΩ - 1/2 W.
R3 = R9 = 1 MΩ - 1/2 W.
R4 = 0,82 MΩ - 1/2 W.
R6 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R7 = 1 MΩ - 1 W.
R10 = 50.000 Ω - 2 W.
R11 = 50.000 Ω - 1/2 W.

La figure 1 donne les combinaisons détection, CAV et antiparasites (tube 6AL5), S-mètre simplifié par œil cathodique (tube 6E5) et BFO (tube 6C4 ou penthode en triode).

L'interrupteur de gauche, lorsqu'il est fermé, supprime l'action de l'antifading et le fonctionnement de l'œil cathodique (réception en télégraphie). Celui de droite, lorsqu'il est ouvert, coupe l'alimentation du BFO (réception de la téléphonie). On peut les combiner en un inverseur bipolaire, télégraphie ou téléphonie.

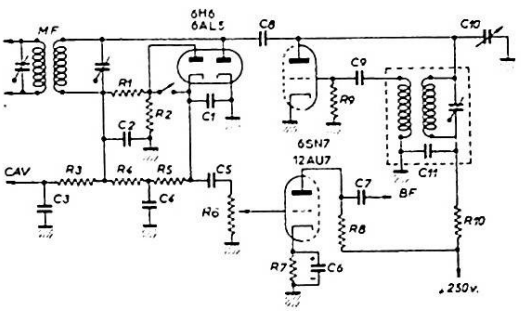


FIGURE 2

C1 = C2 = C9 = 200 pF mica.
C3 = 0,1 µF papier.
C4 = 0,05 µF papier.
C5 = C7 = C11 = 0,01 µF mica.
C6 = 25 µF - 50 V - chimique.
C8 = 5 pF céramique.
C10 = variable 25 pF.
R1 = R2 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R3 = R4 = R5 = 1 MΩ - 1/2 W.
R6 = potentiomètre 1 MΩ.
R7 = 1.500 Ω - 1 W.
R8 = 0,1 MΩ - 1 W.
R9 = 0,1 MΩ - 1/2 W.
R10 = 27.000 Ω - 1 W.

Figure 2, sont groupées les fonctions suivantes : tube double-diode (6AL5), détection, CAV et antiparasites. Tube double-triode 12AU7, amplificateur BF (triode du bas) et BFO (triode du haut).

L'interrupteur supprime, lorsqu'il est fermé, l'action de l'antiparasites. Le condensateur variable C10 règle la note de battement du BFO.

La figure 3 montre la possibilité de modifier un récepteur existant ne comportant pas à l'origine d'antiparasites et de tube de silence. Le tube double-diode-triode assure les fonctions de détection, antifading et réglage silencieux ; la partie triode devra être à forte pente (tube 6SQ7). Le tube double-diode 6AL5 est monté en antiparasites série-parallèle ;

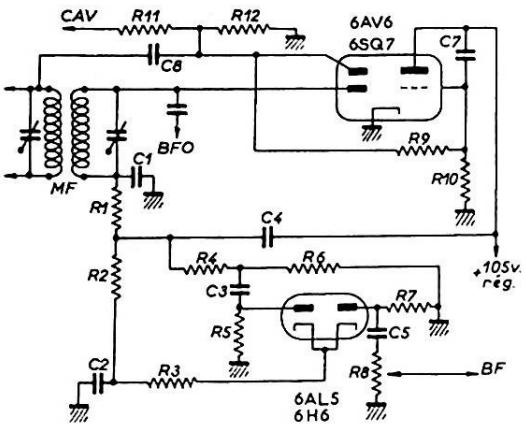


FIGURE 3

C1 = C8 = 100 pF mica.
C2 = 0,05 µF papier.
C3 = 0,02 µF papier.
C4 = 0,1 µF papier.
C5 = C7 = 0,01 µF mica.
C6 = 2 à 5 pF stéatite.
R1 = 47.000 Ω - 1/2 W.
R2 = R3 = R6 = 0,5 MΩ - 1/2 W.
R4 = R11 = 0,25 MΩ - 1/2 W.
R5 = R7 = R12 = 1 MΩ - 1/2 W.
R8 = potentiomètre 1 MΩ.
R9 = R10 = 2 MΩ - 1/2 W.

comme ce tube est de dimensions réduites, on peut en général le loger entre le détecteur et le tube préamplificateur BF.

Figure 4, nous avons un montage simple avec détection diode et CAV combinés (V1),

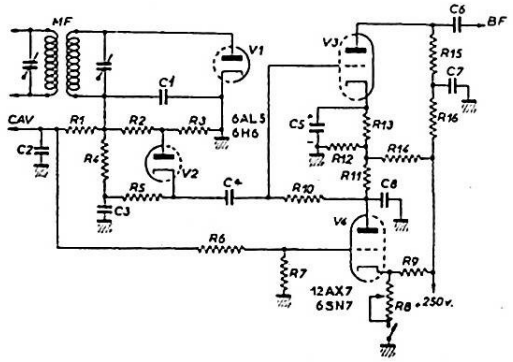


FIGURE 4

C1 = 100 pF mica.
C2 = C4 = C6 = 0 01 µF mica.
C3 = C7 = 0,05 µF papier.
C5 = 20 µF - 450 V - chimique.
C8 = 0,1 µF papier.
R1 = R4 = R6 = R7 = R10 = 1 MΩ - 1/2 W.
R2 = R3 = 0,27 MΩ - 1/2 W.
R5 = 0,82 MΩ - 1/2 W.
R8 = potentiomètre 5.000 Ω bobiné.
R9 = 0,1 MΩ - 1 W.
R11 = R12 = R15 = R16 = 0,22 MΩ - 1 W.
R13 = 3.300 Ω - 1 W.
R14 = 47.000 Ω - 1 W.

antiparasites diode série (V2), triode amplificateur BF (V3), tube de silence (V4). L'ensemble en deux tubes 6AL5 et 12AX7 ou 12AU7.

La résistance variable de cathode R8 est en service lorsque le tube de silence fonctionne ; elle permet de régler le niveau d'action du silence. Lorsque l'interrupteur est ouvert, la lampe de silence n'agit plus.

Figure 5, combinaison comportant détection diode, antifading avec polarisation de retard, antiparasites série, tube de silence et préamplificateur BF de tension. Les trois diodes peuvent être combinées dans un seul tube type EABC80, ou composées de deux tubes 6AL5. L'amplificateur BF et le tube de silence sont groupés dans un seul tube type 6AN8 ou 6U8.

La polarisation de retard pour le CAV est donnée par la résistance de cathode R15 (2.700 ohms).

Le tube de silence (partie triode tube 6AN8) a sa plaque reliée à l'écran du tube BF (partie penthode tube 6AN8).

La plaque du tube de silence (partie triode 6AN8) et l'écran du tube BF (partie penthode 6AN8) sont branchées en parallèle et reliées au + HT par une résistance R13 de valeur élevée (2,2 MΩ). La tension écran résultante

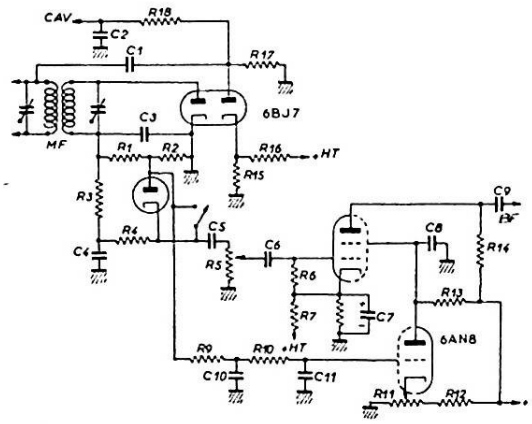


FIGURE 5

C1 = 100 pF mica.
C2 = C4 = C5= C6 = C9 = 0,01 µF mica.
C3 = 250 pF mica.
C7 = 25 µF - 200 V - chimique.
C8 = 0,03 µF papier.
R1 = R2 = 0,22 MΩ - 1/2 W.
R3 = 0,56 MΩ - 1/2 W.
R4 = R9 = R10 = R17 = R18 = 1 MΩ - 1/2 W.
R5 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R6 = 6,8 MΩ - 1/2 W.
R7 = 0,15 MΩ - 1 W.
R8 = R16 = 0,1 MΩ - 1 W.
R11 = potentiomètre 0,1 MΩ.
R12 = R13 = 2,2 MΩ - 1 W.
R14 = 0,5 MΩ - 1 W.
R15 = 2.700 Ω - 1 W.

est donc très réduite. En l'absence de signal, on règle le potentiomètre de cathode R11 de façon à supprimer toute audition.

Dès qu'un signal est reçu, la tension négative due à la détection est appliquée à la grille du tube de silence et le bloque (cut-off). Le courant plaque de ce tube tombe à zéro, l'écran de l'amplificateur BF est alimenté à sa tension normale et le signal est amplifié et transmis à l'étage BF de puissance et au haut-parleur.

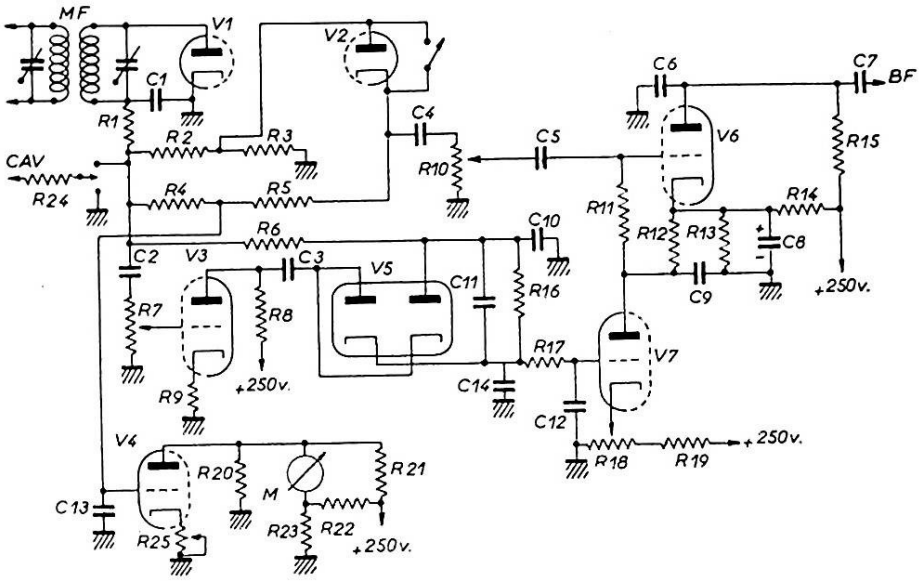


FIGURE 6

C1 = C2 = C3 = 200 pF mica.
C4 = C5 = C7 = = C9 = 0,01 µF mica.
C6 = C14 = 2.000 pF mica.
C8 = 20 µF - 200 V - chimique.
C10 = C12 = C13 = 0,1 µF papier.
C11 = 0,25 µF papier.
R1 = 47.000 Ω - 1/2 W.
R2 = R3 = 0,01 MΩ - 1/2 W.
R4 = R5 = 1 MΩ - 1/2 W.
R6 = R11 = R12 = R16 = R17 = 0,47 MΩ - 1/2 W
R7 = R10 = potentiomètre 0,5 MΩ.
R8 = 0,22 MΩ - 1 W.
R9 = 2.000 Ω - 1 W.
R13 = 10.000 Ω - 1 W.
R14 = R15 = 0,1 MΩ - 1 W.
R18 = potentiomètre 20.000 Ω bobiné.
R19 = 0,18 MΩ - 1 W.
R20 = 0,33 MΩ - 1 W.
R21 = R22 = R23 = 56.000 Ω - 1 W.
R24 = 2 MΩ - 1/2 W.
R25 = potentiomètre 3.000 Ω bobiné.

Dans la combinaison de la figure 6, nous avons les fonctions suivantes : détection diode (V1), antiparasites série (V2), antiparasites équilibré (V3 et V5) combiné avec le tube de silence (V7), S-mètre (V4), amplificateur BF (V6).

Les tubes utilisés sont :

6AL5 : V1 en détection et CAV.
: V2 en antiparasites série.
12AT7 : V3 en amplificateur pour le tube de silence.
: V4 en S-mètre.
6AL5 : V5 en redresseur deux alternances pour le tube de silence.
12AX7 : V6 en premier amplificateur BF.
: V7 en tube de silence.

Le courant modulé, redressé par le détecteur V1 est écrêté par l'antiparasites V2 et transmis à l'amplificateur BF V6. La cathode de ce dernier est polarisée par la résistance R13 de 10.000 ohms. Lorsque le tube de silence V7 est bloqué, l'amplificateur BF fonctionne normalement.

La grille du tube de silence V7 est reliée au détecteur diode V1 par trois résistances R6 R16 R17 en série (valeur unitaire 0,47 MΩ), découplées à la masse par les condensateurs C10 C12 (0,1 µF). On règle le niveau de la tension due aux parasites, appliquée au tube V3, par le potentiomètre R7.

Sur la résistance de charge R16 (double-diode V5) sont appliquées la tension redressée du signal en provenance du détecteur diode, et en opposition, la tension redressée provenant de l'amplificateur de parasites tube V3. De ce fait, lorsque le potentiomètre R7 est ajusté convenablement, le tube de silence n'est pas soumis à l'action des parasites, d'où fonctionnement correct sans blocage intempestif par ces parasites.

RECEPTEUR SIMPLE

A Changement de Fréquence

J. BASTIDE F8JD

Ce qui suit s'adresse aux débutants, qui demandent la description d'un récepteur simple à ondes décamétriques, d'un prix de revient réduit, mais leur permettant néanmoins une écoute intéressante. Ils ne peuvent mobiliser indéfiniment le récepteur BCL familial pour écouter les amateurs.

Le plus simple des récepteurs est le détecteur à réaction, suivi d'un amplificateur BF. Pour cette application, le récepteur à tubes n'est guère intéressant et il est préférable de le réaliser avec des transistors. Mais il sort du cadre de cet article.

Nous allons décrire deux récepteurs simples à changement de fréquence à tube, bon marché, faciles à mettre au point, et que l'on peut perfectionner par la suite. Malgré leur simplicité, ils sont d'un bon rendement et ils permettent de recevoir aussi bien la téléphonie et la télégraphie. Ils permettent de « se faire la main » pour l'écoute rationnelle des émissions amateurs et même de toutes les fréquences comprises entre 3 et 30 MHz.

Par eux-mêmes, les utilisateurs pourront ensuite apporter des perfectionnements en se reportant à la série d'articles que nous avons fait paraître dans Radio-REF depuis 1961 sur les « Récepteurs de trafic à ondes courtes ». Toutefois, au cours de la présente étude, nous avons repris un certain nombre de conseils, afin de mieux comprendre les raisons de « ce que l'on fait ».

PREMIER RECEPTEUR

Parmi les récepteurs à changement de fréquence, celui de la figure 1 est un des plus simples. Avec une bonne antenne, il permet de recevoir de nombreuses stations téléphoniques et télégraphiques. Il comporte deux tubes doubles, 6U8 et 12AT7, ce qui correspond en réalité à quatre tubes.

En examinant le schéma, on voit qu'il s'agit d'un récepteur à amplification directe (tube 12AT7) avec détection grille à réaction à fréquence fixe, suivi d'un étage d'amplification BF. Le tout est précédé par un changement de fréquence classique à tube 6U8.

1°) La partie penthode du tube 6U8 fonctionne en mélangeur avec injection dans la cathode de la tension HF provenant de la partie triode oscillatrice. Il n'y a pas d'étage d'amplification HF.

L'oscillateur triode est du type Hartley, avec alimentation série du circuit plaque. C'est le montage qui donne les meilleurs résultats en ondes décamétriques (pour oscillateur à un seul tube). La résistance R1 (circuit plaque) a une valeur de l'ordre de 10.000 ohms ; elle sert d'une part de découplage et d'autre part règle la tension plaque du tube, ce qui améliore (en l'absence de tension anodique régulée) la stabilisation de la tension anodique. La cathode étant reliée directement à la masse, il n'y a pas à craindre de ronflement dû à l'induction du secteur par le filament.

La tension d'injection est prise sur la plaque et transmise à la cathode du tube mélangeur par le condensateur de couplage C4 dont la valeur est assez forte (1.000 pF), isolement mica ou disque céramique.

La résistance R2 de 47 ohms placée entre le circuit d'accord d'antenne et la grille d'entrée du mélangeur, sera nécessaire si l'on a des accrochages intempestifs, dus en général à de mauvais découplages. La plupart du temps, elle sera inutile. Ne pas utiliser une résistance bobinée, mais le modèle normal aggloméré 1/2 W.

Les condensateurs variables d'accord sont tous à réglage indépendant. L'adoption d'une commande unique est délicate et en dehors des possibilités des débutants, sauf bien entendu s'ils utilisent un bloc du commerce. Nous avons donc trois condensateurs variables à régler, mais cela n'entraîne pas de complications.

Le circuit d'accord d'antenne comporte un seul condensateur variable C1 commandé par un cadran simple. On l'accorde sur la

bande de fréquence à recevoir et (sauf pour la bande 28-30 MHz) on n'aura guère à le retoucher.

Le circuit d'accord de l'oscillateur comporte lui deux condensateurs variables. Le premier C2 est identique en tous points à celui du mélangeur. Le second C3 est de faible capacité et est muni d'un cadran démultiplié ; c'est lui qui règle l'accord exact sur le signal à recevoir. Le premier condensateur C2 est réglé comme celui d'antenne C1, sur la bande à recevoir.

Une bonne formule est d'interposer un flector isolant entre l'axe du condensateur C3 et le cadran démultiplicateur ; en effet, aux fréquences élevées, le cadran démultiplicateur peut se comporter comme un enroulement en parallèle avec le rotor et provoquer des crachements et apporter l'instabilité de la fréquence.

Ne pas oublier qu'en HF les condensateurs de découplage doivent avoir des connexions courtes, surtout celle reliant le condensateur à l'électrode à découpler. L'autre connexion du condensateur est soudée « au plus près » sur le châssis ; surtout pas de fil de masse qui court le long du chassis ; c'est à prohiber car c'est une source de couplage entre les étages. Egalement, pas de point de masse commun ; la pratique des THF a montré qu'il fallait aller au plus court.

La capacité de ces condensateurs de découplage n'a pas besoin d'être élevée. Maximum 10.000 pF et même moins.

L'oscillateur HF fonctionne sur la fréquence de battement supérieur à celle du signal à recevoir. Ces deux fréquences diffèrent donc de la valeur adoptée pour la moyenne fréquence, soit 455 dans notre cas. Mais comme tous les condensateurs variables sont à réglage indépendant, on peut sans inconvénient adopter une autre valeur de la MF.

2°) A la sortie du tube 6U8 changeur de fréquence, nous avons un filtre moyenne fréquence. Pour améliorer la sélectivité, forcément réduite, nous avons adopté la liaison par deux transformateurs MF en série (voir Radio-REF janvier 1964, page 19, fig. 2) en apportant toutefois une modification au second transformateur pour faciliter la réaction au détecteur.

Le premier transformateur est du type normal inter-étage. Pour le second, on enlève le condensateur d'accord du secondaire et ce dernier servira d'enroulement plaque du détecteur.

Il y a un sens de branchement de ce dernier enroulement pour que la réaction se produise. On inversera les connexions de cet enroulement si l'on n'a pas de réaction en manœuvrant le bouton du potentiomètre plaque du tube détecteur.

Le condensateur ajustable C5 qui relie les deux transformateurs MF (couplage) aura une faible valeur. Ce couplage doit être aussi faible que possible, compatible avec une amplification normale. Si la capacité est trop forte, la sélectivité sera réduite. Il ne faut pas, lorsque l'on règle le trimmer de l'un des transformateurs, affecter le réglage des trimmers de l'autre transformateur.

On utilise en C5 un condensateur ajustable mica ou céramique 3-30 pF, qui normalement doit être réglé entre 6 et 10 pF. On commence avec la capacité minimum, puis on augmente jusqu'au degré de sélectivité et de sensibilité désirés.

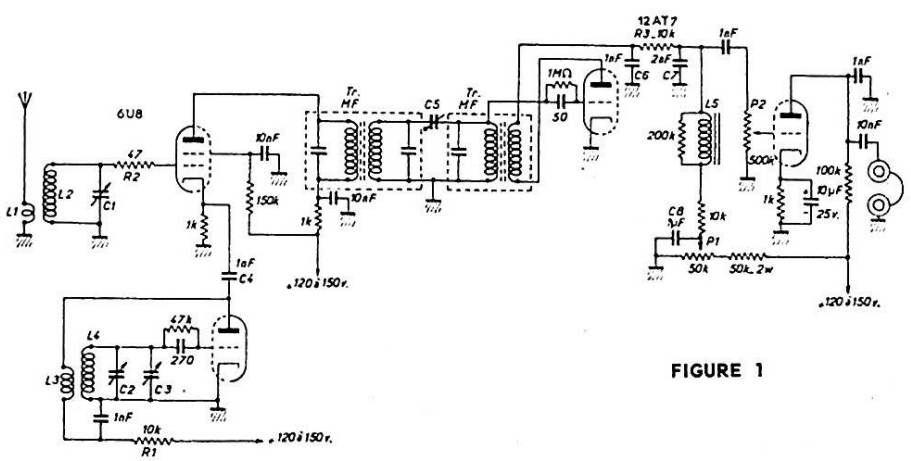


FIGURE 1

511

Les deux transformateurs MF sont placés côte à côte, mais sans se toucher. Ils portent les repères de branchement des cosses mais avec certains modèles on augmente la sélectivité en inversant le branchement de l'un des enroulements, ou parfois les deux, l'essai est à faire (cela, dans notre cas, uniquement pour le premier transformateur).

3°) Une demi-triode du tube 12AT7 fonctionne en détecteur grille à réaction. La sensibilité est plus élevée que celle de tous les autres types de détection, même en l'absence de réaction. La détection grille combine à la fois une détection diode et une amplification BF. Elle constitue le meilleur détecteur pour les signaux faibles, surtout si on utilise un condensateur grille de faible capacité et une résistance shunt élevée.

Par la réaction, on décuple la sensibilité et on améliore largement la sélectivité. C'est la raison pour laquelle on l'adopte dans ce genre de récepteur. Elle n'est pas linéaire et elle est vite saturée par les signaux puissants, mais ce ne sera pas le cas ici (et nous ne rechercherons pas la fidélité Hi-Fi). Les signaux faibles seront très bien reçus, alors qu'ils seraient inaudibles avec les autres modes de détection.

A la sortie de l'enroulement plaque, nous avons un filtre composé de C6 R3 C7. Son but est de barrer la route aux oscillations MF résiduelles et d'éviter qu'elles ne soient transmises à la BF. Pour le condensateur d'entrée C6 du filtre, nous avons indiqué une valeur de 1.000 pF. On ne peut la déterminer à priori et il est nécessaire de faire des essais avec diverses valeurs de capacité, au cours d'une audition.

L'inductance BF à circuit magnétique L5 sera un petit transformateur BF, blindé de préférence, primaire et secondaire en série, shunté par une résistance de 200 kΩ. Lorsque le récepteur sera en service, on vérifiera que les deux enroulements sont en série convenable (ils pourraient se trouver en opposition), ce qui est facile à constater d'après l'amplification obtenue.

On peut remplacer cette inductance par une simple résistance de 50 à 100 kΩ, mais avec une triode détectrice l'inductance donne un meilleur rendement.

La réaction est réglée par le potentiomètre P1. Le condensateur C8, placé entre le curseur et la masse, a pour fonction de supprimer les craquements pendant la manœuvre du bouton.

Il est à noter que le meilleur rendement d'un tube triode en détection grille est obtenu pour une tension plaque de 50 V. Cela peut conduire à réduire le nombre de spires du bobinage de réaction ou bien à l'écarter du primaire accordé.

Pour ceux qui voudraient expérimenter d'autres montages de réaction, se reporter aux articles de F8JD, Radio-REF mai et juin, fig. 6 à 11.

4°) L'étage BF (seconde triode du tube 12AT7) est sans histoire. La puissance de sortie est réglée par le potentiomètre P2 de 500 kΩ. Noter le condensateur en série avec le casque téléphonique, qui évite le passage du courant HT dans ce casque (qui serait vite détérioré) et en même temps protège l'opérateur.

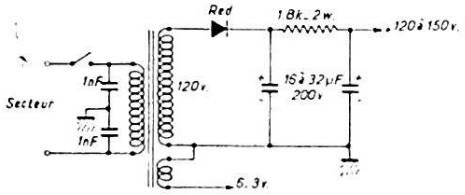


FIGURE 2

5°) Etant donnée la faible consommation de ce récepteur, une simple alimentation comme celle de la fig. 2 convient. Le transformateur comporte deux secondaires, l'un HT entre 120 et 150 V, 15 mA, l'autre pour le chauffage 6,3 V, 0,6 à 1 A. On redresse une seule alternance avec un redresseur sec. Filtrage par résistance de l'ordre de 1.800 ohms, 2 W et deux condensateurs chimiques 16 ou 32 µF, 200 V.

Cette alimentation peut parfaitement être montée sur le châssis du récepteur de façon à former un ensemble, mais par principe nous préférons toujours utiliser deux châssis séparés. Dans le cas du châssis unique, éloigner le transformateur BF du transformateur d'alimentation, pour éviter tout ronflement d'induction.

6°) Les bobinages seront réalisés sur mandrins interchangeables à broches. Nous ne conseillons pas aux débutants de se lancer dans la confection d'un bloc commutable, qui, en plus, entraînerait des pertes, surtout aux fréquences élevées.

Le nombre de spires pour les différentes bandes sera évidemment fonction du diamètre du mandrin. Des tubes carton, que l'on fixe sur des culots de tubes hors service

(après avoir brisé l'ampoule verre) conviennent bien. Les culots des anciens tubes américains ou européens à 4 ou 5 broches sont tout désignés pour cet usage. Le procédé est d'un prix de revient négligeable et nous l'avons souvent adopté. Ci-après les valeurs des bobines pour tube diamètre extérieur 30 mm.

Bandes	L1	L2	L3	L4
3,5	8	50	10	40
7	5	15	6	12
14 - 21	3	7	3	6
28	2	4	2	3,5

Tous ces bobinages en fil 5/10 ou 6/10 émaillé (sauf pour L1). Elles seront à spires jointives pour 3,5 et 7 MHz et à spires espacées pour les deux autres bandes. Si l'on emploie du fil sous coton, après les avoir confectionnées, les recouvrir d'une couche de vernis incolore à ongles, afin de supprimer l'action de l'humidité. Ne jamais passer de colle scotch sur le fil émaillé, car cette colle dissout l'émail.

Les bobines antenne L1 seront confectionnées avec fil de plus faible diamètre, 3/10 par exemple, et toujours à spires jointives. Le nombre de spires de la bobine antenne est donné à titre approximatif. Donnons quelques explications qui permettront de déterminer le nombre de spires qui donne le meilleur résultat.

Ce transformateur d'antenne est un point important du récepteur, car de lui dépend en grande partie le rapport signal-sur-souffle (avec le tube d'entrée qui lui est associé. En faisant varier le couplage primaire-secondaire, nous avons soit le signal maximum, soit le meilleur rapport signal-sur-souffle. Pour le premier point, nous aurons un nombre de spires de l'enroulement d'antenne plus élevé que pour le second cas (grosso-modo dans le rapport de 3 à 2).

Le primaire doit être adapté à l'antenne et au feeder. Le nombre de spires varie suivant le feeder utilisé : fil unique, coaxial, doublet. Il sera plus important pour les antennes à impédance élevée et il n'existe pas de primaire universel pour adaptation à une antenne quelconque.

En règle générale, le nombre de spires du primaire antenne est égal au dixième de celui du secondaire, cela étant toutefois une base (que nous n'avons pas respectée plus haut, nous basant sur une antenne unifilaire courte). En faisant varier le couplage primaire-secondaire (écartement) on recherchera le point qui donne le meilleur rapport signal-sur-souffle.

Un point important est à vérifier : en accordant exactement le secondaire, on doit constater à l'accord une forte augmentation du souffle. S'il n'en est pas ainsi, le montage est défectueux.

Nous répétons que le primaire sera toujours constitué par des spires jointives, même si le secondaire est à spires espacées. Le champ de l'enroulement antenne doit être concentré.

Pour la bande 3,5 MHz, la distance entre les deux bobines sera de 2 mm. Pour les autres bandes, 5 mm. Mais pour l'antenne, cette distance doit être réglée comme nous l'avons vu plus haut. Les bobines sont enroulées dans le même sens.

7° Capacité des condensateurs variables d'accord. Nous avons vu que les condensateurs C1 et C2 à réglage par simple bouton gradué (petit cadran) permettent d'accorder les circuits oscillants sur les bandes amateurs. Le condensateur C3 avec cadran démultiplicateur, correspond à l'étalement des bandes. Si, pour C1 et C2 on adopte des valeurs assez élevées, on peut couvrir toutes les fréquences de 3 à 30 MHz.

Par exemple, pour les bandes 3,5 et 7 MHz, le même bobinage (7 MHz) peut servir si ces deux condensateurs ont une capacité unitaire de 140 pF. De même, avec les bobines 28 MHz, on peut en principe couvrir les bandes 14, 21 et 28 MHz, mais le rendement sur 14 MHz sera réduit. Il est préférable d'utiliser la bobine 21 MHz qui donne sans difficulté le 14 MHz. Pour la bande 28-30 MHz, adopter le bobinage correspondant. Soit en tout trois jeux de bobinages.

Mais pour avoir le rendement maximum sur toutes les bandes, il vaut mieux posséder les quatre jeux de bobinages, et la capacité des condensateurs C1 et C2 sera de l'ordre de 50 pF. Ces deux condensateurs sont du type midget avec axe pour cadran.

Le condensateur variable d'étalement C3 aura une capacité de l'ordre de 15 pF.

8°) Construction. Il est prudent de prévoir assez de place pour ajouter au moins deux tubes supplémentaires, l'un à côté du tube 6U8, l'autre après le tube 12AT7, ne serait-ce que pour modifier ensuite ce récepteur et adopter le montage du récepteur n° 2 que nous décrirons dans le prochain numéro.

Châssis en tôle de fer ou d'aluminium. Avec ce dernier, comme nous l'avons conseillé dans Radio-REF septembre 1962, p. 623, sous le titre « Points de masse sur châssis aluminium », il est intéressant de le doubler par une feuille de fer blanc épaisseur 3/10, ce qui permet de faire très facilement les soudures au châssis.

Pour l'emplacement des pièces, nous sommes partisans de la disposition correspondant à celle du schéma, ce qui donne des connexions courtes. Figure 3, un exemple. Il y a du « vide », mais l'expérience montre qu'il est comblé par la suite.

Au cours de cet article, nous avons donné

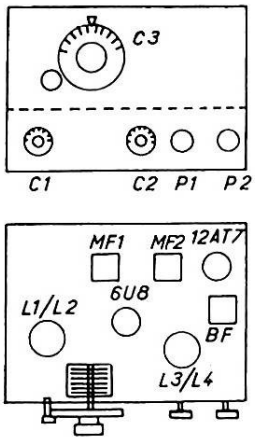


FIGURE 3

des conseils pratiques pour le montage. Indiquons en plus que les supports des tubes doivent être orientés de façon que la connexion plaque soit la plus courte possible. Les connexions grilles de la partie BF seront exécutées en fil blindé (longueur quelconque) pour éviter les ronflements.

• • •

Le second récepteur que nous présenterons dans le prochain numéro comportera quatre tubes : 6BE6, 12AT7, 6U8 et 6AQ5. On pourra faire un « cocktail » entre les éléments des deux récepteurs.

● **REUNION INTERNATIONALE EN BELGIQUE**

ON4LO REF 11968 nous indique que, les 17, 18 et 19 septembre 1965, se tiendra à Knokke-Zoute, une grande réunion internationale OM.

Voici un aperçu du programme.

Le 17, arrivée des OM anglais. Visite de la station côtière de Middelkerbe, du radar d'approche de l'aérodrome de Raversyde. A Knokke, inscription et présentation. Le soir, visite à Bruges (promenade en canots à moteur sur les canaux).

Le 18, arrivée des OM allemands, français, hollandais et luxembourgeois. Exposition de matériel HF professionnel en fonctionnement. Causeries et conférence VHF-UHF. Les antennes, les mobiles, la TV amateur sur 432 MHz et démonstration par ON4RT. Diner OM. Soirée dansante. Tombola.

Le 19, échange de vues techniques. Une heure de goniométrie VHF et visite de la ville.

Pour tous renseignements, s'adresser à : ONALV L, Vervarcke, Lippens Laan 284, à Knokke Wvl. Belgique.

● **STAGE RADIO-VACANCES à THONON-LES-BAINS (Hte-Savoie) du 13 au 28 juillet 1965.**

Ce stage, organisé par les H.B.L., se déroulera à la MJC de Thonon, 91 Bd de la Corniche, dans le parc des Thermes. Il groupera une vingtaine de garçons et filles qui mettront à profit leurs vacances pour concilier tourisme et activité radio.

Une « Journée des Radioamateurs » est organisée le dimanche 25 juillet, dans les locaux et aux abords de la MJC. Nous y invitons tous les clubs MJC, REF et autres groupements de radioamateurs. Prendre contact avec les organisateurs à partir du 13 juillet 1965, Tél. 91 à Thonon.

D'autre part, nous invitons les SWL et OM de la région ou simplement de passage à faire une halte d'amitié. Pique-nique possible sur place. F3IM.

RECEPTEUR SIMPLE

A Changement de Fréquence (2 partie)

J. BASTIDE F8JD

Dans le précédent Radio-REF, nous avons décrit un récepteur à deux tubes, pour ondes décamétriques, s'adressant aux amateurs débutants désirant avoir un appareil peu onéreux permettant une réception convenable du trafic amateur.

Il y a quelques mois, nous avons été (agréablement) surpris d'apprendre que deux exemplaires d'un récepteur quatre tubes, que nous avions présenté dans Radio-REF de mars 1948, donnaient toujours satisfaction. Il comportait: 6E8 mélangeur à réaction, 6J5 oscillateur HF, 6J5 détecteur à réaction MF, 6V6 amplificateur BF.

Le principe est toujours valable et nous avons repris ce montage, avec des tubes modernes, en y apportant toutefois plusieurs améliorations, nous inspirant des articles parus sur les « Récepteurs de Trafic OC ».

On pourrait nous opposer qu'il suffit de construire un récepteur suivant le schéma classique BCL. Or, les conditions d'utilisation ne sont pas les mêmes, il faut tenir compte de la sensibilité, de la sélectivité et de la stabilité. Nous avons fait en sorte que ces qualités soient respectées, autant qu'il est possible avec un nombre réduit de tubes.

SECOND RECEPTEUR

Dans ce récepteur, il y a plusieurs réglages à faire en service, pour obtenir les meilleures performances. Mais un vrai amateur radio n'est pas un utilisateur BCL et il saura très rapidement se familiariser avec ces réglages.

Pour la commodité du dessin, nous donnons le schéma de ce second récepteur en deux parties. Figure 3, le mélangeur, l'oscillateur et le détecteur. On trouvera, figure 4, la partie BF.

ETAGE MELANGEUR

Tube 6BE6 à réaction cathodique. L'étage ne doit jamais entrer en oscillation. La réaction a uniquement pour but d'augmenter la sélectivité et la sensibilité apparentes HF, d'où en particulier, l'atténuation de la fréquence image. L'accrochage est commandé par le potentiomètre du circuit écran que l'on règlera suivant le signal (faible ou fort). Si le tube oscille, on introduit des signaux de fréquences différentes à celle du signal, d'où brouillage intense et QRM, BCL et TVI.

La réaction est du type cathodique ECO. La prise de cathode sur la bobine grille L2 demande quelques essais pour sa détermination correcte ; cette prise se trouve à 1/2 à 1 spire depuis masse. Se souvenir que pour le meilleur rendement la prise doit être telle que juste avant l'accrochage la tension écran se trouve aux alentours de 80 à 100 V. Pour cette mesure, utiliser un voltmètre électronique ou un contrôleur à forte résistance interne (20.000 ohms par volt). Toutefois, pour ceux qui ne disposeraient pas d'appareil de mesure de ce genre, il suffira de régler cette prise de façon que l'accrochage ne soit pas brutal.

Le condensateur placé entre le curseur du potentiomètre et la masse a pour but de supprimer les crachements pendant la manœuvre ; si les crachements persistent, augmenter la valeur de cette capacité.

Le condensateur shunté sur la cathode du tube sert à le polariser aux conditions de fonctionnement en mélangeur ; ce n'est pas un condensateur shunté de détection grille.

Pour les condensateurs variables d'accord mélangeur et oscillateur, nous avons adopté le même principe que pour le premier récepteur (se reporter page 510). Nous n'y reviendrons pas.

ETAGE OSCILLATEUR HF

Tube double triode 12AT7. On aurait pu adopter un tube simple triode, par exemple 6C4, mais ce dernier est sensiblement aussi coûteux que le tube 12AT7 qui nous permet

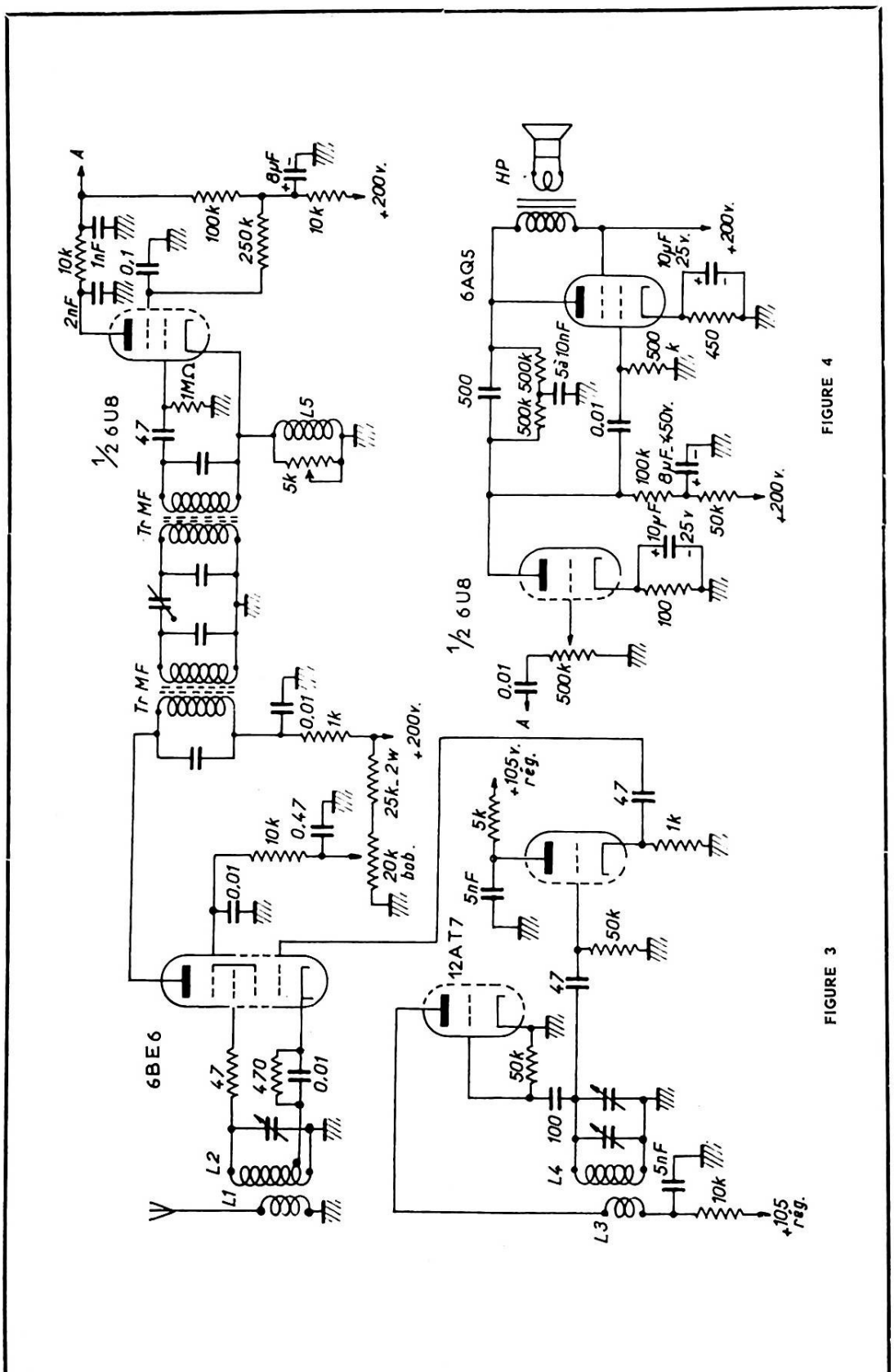


FIGURE 3

FIGURE 4

de réaliser un oscillateur HF avec tube de couplage (cathode follower) et ainsi de supprimer le pulling.

Rappelons que le « pulling » est dû à l'influence du réglage du circuit d'accord grille du mélangeur sur le circuit oscillant de l'oscillateur. Il y a entraînement de la fréquence de l'oscillateur et le montage est instable.

Si on interpose un « écran » entre les deux fonctions (ou les deux tubes), de façon à supprimer la réaction du mélangeur sur l'oscillateur, on éliminera le « pulling ». Le tube de couplage précité permet de résoudre ce problème, montage facile avec le tube double triode 12AT7.

En nous reportant à Radio-REF de juillet 1963, pages 469 et 470, fig. 6 à 10, nous voyons que nous avons plusieurs montages possibles. Il faut fixer un choix, ce sera celui de la fig. 7, p. 469. Mais si par exemple on disposait de bobines avec prises pour oscillateur ECO, on adoptera le schéma de la fig. 6.

La triode de gauche est l'oscillateur, type Hartley, à circuit grille accordé et alimentation plaque série (même montage que pour le premier récepteur). La triode de droite est le tube de couplage cathode follower. On recueille la tension HF sur la cathode de ce dernier et on l'injecte dans la grille N° 1 du tube mélangeur 6BE6, par un condensateur de 50 pF.

La tension anodique alimentant les deux plaques du tube 12AT7 doit être stabilisée, afin d'avoir une fréquence aussi stable que possible. Un tube régulateur OB2 fera l'affaire.

FILTRE MF

Nous retrouvons le filtre MF à deux transformateurs avec couplage capacitif en tête (Radio-REF janvier 1964, fig. 2, p. 2), qui a été déjà adopté dans le premier récepteur (à une modification près).

Il n'y a pas d'étage d'amplification MF car le détecteur à réaction produit par lui-même une forte amplification des signaux avant détection et, de ce fait, comme pour le premier récepteur, nous pouvons nous passer d'étage MF.

Pour le condensateur de couplage entre les deux transformateurs MF, voir p. 511 où toutes précisions sur le réglage sont données.

DETECTEUR A REACTION MF

Détection grille à réaction utilisant la partie penthode d'un tube 6U8. La réaction est obtenue par un procédé déjà utilisé avant-guerre, avec un circuit placé entre cathode et masse. Précisons que l'on peut adopter d'autres montages de réaction (voir Radio-REF 5/1964 et 6/1964).

La détection grille à réaction est plus sensible avec un tube penthode que celle obtenue avec un tube triode et le meilleur rendement sera obtenu avec une tension écran de 30 V, pour une tension plaque comprise entre 100 et 250 V. Nous avons indiqué une résistance de 250 kΩ pour l'écran, qui doit convenir, mais il sera intéressant de faire l'essai avec d'autres valeurs.

Dans le circuit plaque, nous avons d'abord le filtre pour dériver à la masse ce qui pourrait rester de MF après détection, puis une résistance de 100 kΩ. Il peut être avantageux de remplacer cette résistance par un bobinage BF comme dans le précédent récepteur.

Le dispositif de réaction est spécial, mais simple. Le secondaire du dernier transformateur MF est relié à la cathode du tube détecteur et l'ensemble relié à la masse par la bobine L5 et le potentiomètre de 5 kΩ (réaction cathodique). La cathode se trouve à un certain potentiel MF par rapport à la masse ; on risque d'avoir un ronflement dû à l'induction du filament de chauffage alimenté en courant alternatif. Aussi découpler la broche filament par un condensateur bouton stéatite de 10 nF (connexions très courtes) ; l'autre borne filament est à la masse.

La réaction est commandée par la résistance variable (type potentiomètre) de 5 kΩ graphite, placée aux bornes de la bobine de cathode L5. Cette bobine est constituée par une centaine de spires en fil 3/10 ou 4/10 émaillé, enroulées à spires jointives sur un tube diamètre 20 mm environ, ou mieux un petit nid d'abeilles 100 à 150 spires type midget. La valeur de cette bobine n'est pas critique et on choisira parmi ses réserves celle qui conviendra le mieux. Cette bobine ne doit présenter aucun couplage avec les circuits accordés des transformateurs 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 5 kΩ.

Du fait de la réaction, il est recommandé

d'utiliser pour le second transformateur MF un modèle à couplage lâche entre primaire et secondaire. Un couplage très serré risque de bloquer l'oscillation MF lorsque primaire et secondaire sont exactement accordés sur la même fréquence, par l'effet d'absorption. Le récepteur étant en fonctionnement, on règle le couplage et la valeur correcte est celle où l'accrochage se fait sans claquement par la manœuvre de la résistance variable. La réaction doit être réversible, c'est-à-dire que l'accrochage et le décrochage doivent se faire sensiblement au même point du cadran ; le problème est classique pour tous les détecteurs à réaction. La modification de couplage des deux bobines du second transformateur MF ne présente pas de difficultés pour un amateur.

AMPLIFICATEUR BF

Il comporte deux étages : partie triode du tube 6U8 en préamplificateur de tension, suivie d'un tube de puissance 6AQ5. Montage classique. Un filtre RC, pour réduire le souffle, est monté entre les deux plaques ; le condensateur placé entre le point milieu des résistances et la masse aura une valeur comprise entre 5 et 10 nF, à déterminer par essais.

BOBINAGES HF

On adoptera ceux du premier récepteur (p. 513). La seule différence est que pour la bobine L2 grille mélangeur, on doit ajouter la prise de cathode, comme nous avons indiqué plus haut.

ALIMENTATION

On peut utiliser une alimentation de récepteur BCL, délivrant 200 à 250 V maximum, avec un débit de 50 à 75 mA et en ajoutant un tube régulateur OB2.

Toutefois, nous proposons une alimentation plus rationnelle suivant le schéma de la fig. 5. Le filtrage est à self-inductance d'entrée, ce qui donne une HT plus stable et en même temps protège le premier condensateur chimique, car il n'est pas soumis à la tension de crête du courant alternatif redressé (comme dans le cas de filtre à condensateur d'entrée). Indiquons que la valeur de la self-inductance inutile à dépasser est en Henrys égale à deux fois la résistance de charge, exprimée en kilo-ohms.

Au secondaire HT du transformateur, nous avons deux condensateurs de 1 nF (disque céramique). Ils doivent être soudés directement aux broches plaques de la valve et reliés à la masse par des connexions très courtes. Leur but est de supprimer les oscillations parasites et de réduire le bruit dû au redresseur.

Enfin, le tube régulateur (OB2 dans notre cas) donne la tension régulée de 105 V, destinée à l'oscillateur HF. La résistance ajustable à collier, en série, aura une valeur de 5.000 ohms, bobinée 10 W. Le collier est ajusté pour obtenir le fonctionnement correct du tube régulateur.

Pour régler ce dernier, on insère provisoirement un milliampèremètre entre le tube et la masse et on ajuste la résistance à collier

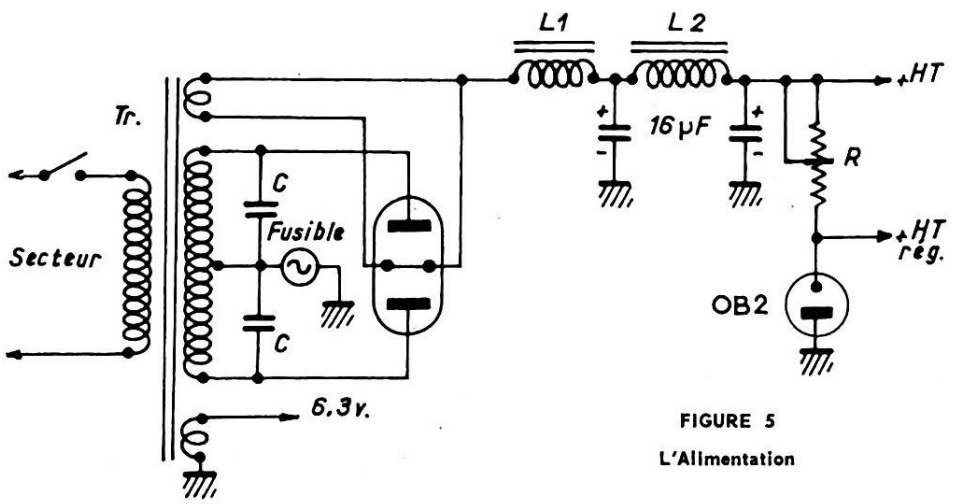


FIGURE 5

L'Alimentation

586

jusqu'à ce que le courant qui traverse le tube (en l'absence de charge) soit de 20 mA pour une valeur moyenne de la tension du secteur d'alimentation. Le tube sera illuminé. On branche le récepteur, la consommation en courant régulé est de quelques milliampères et le tube doit rester (un peu moins) illuminé. On retire alors le milliampèremètre et c'est tout.

Le secondaire HT du transformateur aura pour valeur 2 × 275 V, 60 mA. Les deux self-inductances de filtrage, la première 5 Henrys, la seconde 10 à 15 Henrys, toutes deux 60 à 75 mA. Les deux condensateurs chimiques 16 µF sous 450 V.

On conseille parfois de mettre en parallèle sur le tube régulateur une résistance agglomérée de 0,1 mégohom, 2 W.

CONSTRUCTION :

On s'inspirera du croquis du premier récepteur (juillet 65, p. 514), en augmentant sa longueur vers la droite. De préférence, monter l'alimentation dans un châssis séparé.

REGLAGES

On commencera par régler l'amplificateur BF ; nous n'insisterons pas sur ce point. Les tubes mélangeur 6BE6 et oscillateur 12AT7 sont ôtés de leurs supports. Le condensateur de couplage entre les deux transformateurs MF est déconnecté et le primaire du second transformateur MF est désaccordé. On accorde le secondaire de ce dernier et on manœuvre la résistance variable de 5.000 ohms en parallèle sur L5, jusqu'à avoir l'accrochage correct. Comme nous l'avons dit pour le premier récepteur, le condensateur découplant la plaque du détecteur (entrée du filtre) influe sur l'accrochage, on cherchera la capacité convenable.

Cela fait, on rebranche le condensateur de couplage entre les deux transformateurs MF et on les accorde à la résonance sur le secondaire du second transformateur MF.

Les tubes 6BE6 et 12AT7 sont remis en place. Si on ne dispose pas d'une hétérodyne étalonnée, on recherche une émission puissante pour les premiers essais, puis plus faible pour les essais suivants. On règlera au besoin le couplage des enroulements du second transformateur MF.

Pour le tube mélangeur, le défaut d'accrochage est normalement provoqué par un couplage d'antenne trop fort, ou la prise de cathode incorrecte. On doit avoir une bonne réaction sur la gamme complète du condensateur variable. Des pertes élevées dans le bobinage peuvent aussi provoquer la non oscillation. Commencer les essais sur la fréquence la plus basse.

Il est intéressant de pouvoir régler le couplage de la bobine d'antenne. Un bon système, valable pour tous récepteurs, est de l'enrouler sur un tube carton et de la faire coulisser.

Si l'on observe du « motor boating », placer un condensateur 0,1 µF papier entre le + HT et la masse. Le ronflement secteur doit être éliminé à l'aide de condensateurs de découplage aux broches du tube détecteur et du tube mélangeur (bouton céramique 10 nF).

CONVERTER

Dans le prochain Radio-REF, toujours pour les jeunes, nous décrirons un converter simple, à un seul tube et un seul quartz, avec bobinages fixes, couvrant les bandes 7, 14 et 21 MHz, qui se placera devant l'un des deux récepteurs que nous venons de décrire.

Il suffira, pour ces récepteurs, de couvrir uniquement la bande 3.400 à 3.900 kHz, donc plus de bobines amovibles.

Une variante sera donnée pour quatre bandes, soit 7 - 14 - 21 et 28 MHz, mais le récepteur devra alors pouvoir couvrir la gamme 3.000 à 5.700 kHz.

Nous avons publié le schéma de ces deux types de converters dans le Bulletin Trimestriel de la Région 5 REF.

SALON INTERNATIONAL RADIO-TELEVISION

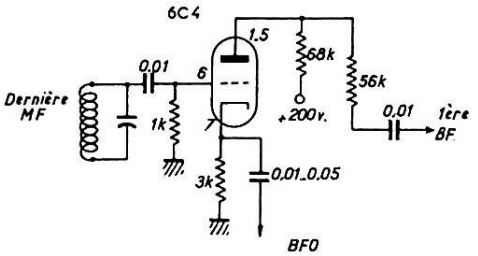
9-19 SEPTEMBRE - PORTE DE VERSAILLES

Le REF y sera présent

RETOUR SUR LES DETECTEURS DE PRODUIT

Combien de récepteurs possèdent cet appareil ? Peu, il faut bien le reconnaître. De toutes façons, ce n'est pas lui qui vous fera « sortir la BLU » dans de bonnes conditions si votre récepteur a une fâcheuse tendance à ramper. Il est bien entendu toujours possible de copier la BLU en écoutant avec votre BFO en service, la HF presque à zéro et le gain BF poussé. Un seul ennui, l'injection BFO n'est pas variable et c'est bien embêtant. En effet, une BLU S9 demande une restitution de porteuse assez conséquente, un signal S2 en demandant beaucoup moins.

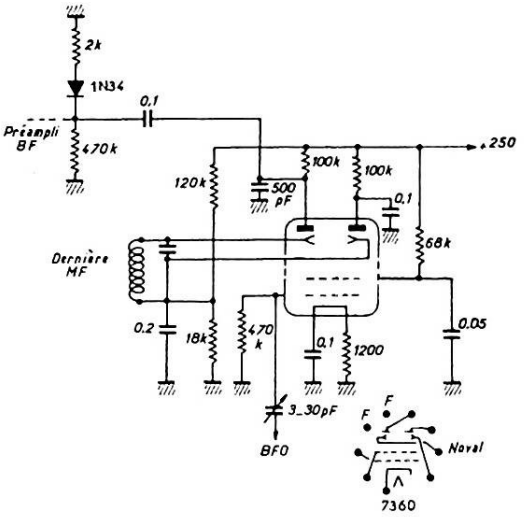
Voici un schéma très simple que l'on pourra adjoindre à des récepteurs tels que HRO, SX28, 42, HQ129, BC312, 342, pourvu que le BFO, répétons-le, soit stable (au besoin stabilisons sa tension avec tube OA2 par exemple).



Pour ceux qui désirent un détecteur plus élaboré, voici un second schéma équipé d'un tube 7360 tiré du QST de décembre 1960, dans lequel F8KN a ajouté une diode 1N34.

Il suffit de bien respecter les 10 V en ajustant le 3-30 pF (entre BFO et G1 du 7360).

Ce tube noval chauffé sous 6, 3 V, consomme 350 mA et quelques millis de haute tension.



Le faisceau électronique est reparti également sur les 2 plaques (faisceau modulé en quantité par G1 (BFO) ; en présence d'un signal BLU sur une électrode de déviation, il y a déséquilibre et création de BF sur la plaque.

On relira avec intérêt l'article de J.-C. Fouret F8GB, paru dans Radio-REF de février 1964, page 88.

Et maintenant, copiez la BLU confortablement ; vous verrez que contrairement à ce que peuvent dire certains (ne pratiquant pas ce genre de transmission d'ailleurs !) ça n'étale pas plus que l'AM !

VACANCES 1965

— **Comme indiqué dans notre précédent numéro, ce présent Radio-REF paraît pour le 15 Août. Le numéro 10 paraîtra au 1er Octobre.**

— **Le secrétariat du REF n'est pas fermé durant les mois d'été, seule la permanence du Samedi en Août est supprimée.**

— **Le service QSL est fermé jusqu'au 25 Août.**

Bonnes vacances...

- **Pour votre voiture**
- **Pour votre station**

LE FANION DU REF
Franco **4,00 F**

L'ECUSSON PLASTIQUE
Franco **2,00 F**

LA DECALCOMANIE
Franco **1,00 F**

588

CONVERTISSEUR ONDES DECAMETRIQUES (7-14-21 MHz)

J. BASTIDE F8JD

Ce convertisseur simple et efficace a été décrit dans le QST août 1962 par Lewis G. McCoy W1ICP, spécialisé dans les articles pour débutants et novices et dont les articles sont très intéressants.

Il comporte un seul tube et un seul quartz. Tube 6U8 mélangeur penthode, oscillateur triode. Ce dernier est équipé d'un quartz, fréquence 3,5 MHz ou approchante, fonctionnant en overtone (ou partiel).

Quelques indications préalables sur le fonctionnement des oscillateurs quartz en overtone, souvent mal connu. Examinons le schéma de principe figure 1. Les condensateurs C1 et C2 forment un diviseur capacitif qui introduit une certaine réaction. Si nous utilisons un quartz série FT243, fréquence comprise entre 2,1 et 8,7 MHz, on constate que l'oscillateur fonctionne sur les harmoniques impairs (overtone) lorsque le circuit oscillant plaque L1 C3 est accordé sur un de ces harmoniques impairs. Quand il n'est pas accordé sur un de ces derniers, le quartz oscille sur sa fréquence fondamentale et le circuit plaque double, quadruple, etc.

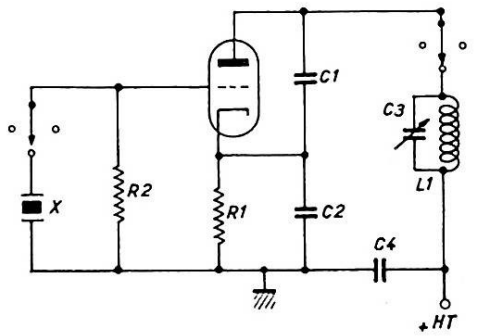


FIGURE 1

En fonctionnement overtone, le quartz oscille uniquement sur l'harmonique impair déterminé par le circuit accordé de plaque. L'oscillation sur la fréquence fondamentale n'existe plus.

Le circuit plaque n'étant pas accordé sur un overtone, le quartz oscille donc sur sa fondamentale. En réglant le circuit plaque sur la fréquence de l'overtone, on constate qu'à l'accord exact, brusquement le quartz n'oscille plus sur la fondamentale mais uniquement sur l'overtone.

Si on dégrossit au préalable le montage avec un grid-dip, en réglant le circuit plaque sur l'overtone désiré, le convertisseur étant mis en marche, on entend toutes sortes d'émissions, sans rapport avec la bande que l'on se propose d'écouter. Le quartz oscille encore sur la fondamentale. Il faut légèrement retoucher l'accord du circuit plaque, un peu plus haut en fréquence, et on obtient brusquement l'oscillation en overtone. En effet, la fréquence overtone est légèrement supérieure à celle du multiple impair de la fondamentale.

Précisons qu'alors il est impossible de déceler une fréquence inférieure, en particulier la fondamentale du quartz et ses harmoniques pairs, c'est la fréquence de l'overtone qui devient la fondamentale.

Pratiquement, les quartz de la série FT243 oscillent sur overtone 3, s'ils sont en bon état. Moins nombreux sont ceux qui oscillent sur overtone 5 et plus rarement sur overtone 7 Il y a lieu de faire un choix.

Le diviseur capacitif C1 et C2 permet d'obtenir une réaction dans le circuit. C1 a normalement une valeur de 27 pF. Pour le condensateur C2, chercher entre 180 et 500 pF la capacité qui convient, fonction de l'activité du quartz.

La résistance cathode R1 a une valeur comprise entre 470 et 2.200 ohms. Avec les quartz paresseux, on a intérêt à remplacer cette résistance par une bobine d'arrêt 1 mH à 2,5 mH.

Notons que les quartz spécialement prévus pour fonctionnement en overtone ne présentent aucune difficulté pour l'oscillation sur harmoniques impairs, jusqu'à des rangs élevés.

1 - **Mélangeur :**

Revenons au montage du convertisseur. Pour l'ensemble des bandes 7, 14 et 21 MHz, un seul support de bobines d'entrée, sur mandrin polystyrène Métox avec 6 arêtes à enco- 661

ches, sans noyau, diamètre 30 mm, avec enroulement antenne 3 spires et enroulement grille 7,5 spires, fil émaillé ou étamé 40/100. Condensateur variable 400 à 450 pF, sans démultiplicateur, couvrant les trois bandes. Bobine d'arrêt plaque 50 micro-Henrys, environ 100 spires fil émaillé 20/100 (70 jointives, 30 espacées du diamètre du fil, côté plaque), diamètre 12 mm. Le condensateur de couplage C2 avec l'oscillateur est constitué par deux bouts de fil isolé de câblage, torsadés sur 25 mm environ.

21.000 — 17.500 = 3.500 kHz.
21.450 — 17.500 = 3.950 kHz.

Le récepteur doit donc couvrir la bande 3.400 à 3.950 kHz (bande 80 m). Voir plus haut le réglage des bobines plaque.

3 - **Oscillateur multiplicateur de fréquence :**

En variante de l'oscillateur overtone, nous donnons le schéma d'un oscillateur utilisant les harmoniques pairs et impairs. Il permet de recevoir en plus la bande 28 MHz. Schéma du bas, relevé dans le QST de mars 1961,

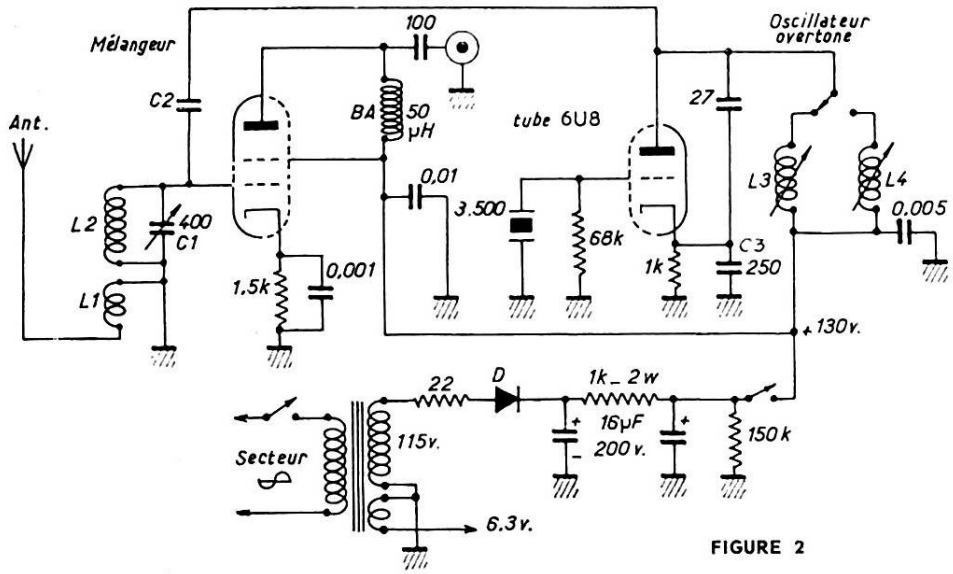


FIGURE 2

2 - **Oscillateur overtone :**

Schéma fig. 2. Quartz 3.500 kHz ou fréquence voisine (pas critique). La fréquence de l'overtone est fixée par les bobines plaque L3 et L4. Celles-ci sur mandrin polystyrène Métox à 4 arêtes avec encoches, diamètre 20 mm et noyau magnétique, fil émaillé ou étamé 40/100. L3 : 24 spires et L4 : 13 spires.

— Réception bande 7 MHz, overtone 3, soit 10.500 kHz, ce qui donne pour les fréquences d'accord du récepteur :

10.500 — 7.000 = 3.500 kHz.
10.500 — 7.100 = 3.400 kHz.

— Réception bande 14 MHz, toujours overtone 3, fréquences récepteur :

14.000 — 10.500 = 3.500 kHz.
14.350 — 10.500 = 3.850 kHz.

— Réception bande 21 MHz, overtone 5, soit 17.500 kHz, récepteur :

page 52. Noter qu'il sera nécessaire de réduire légèrement le nombre de spires de L2 pour pouvoir accorder sur 28 MHz.

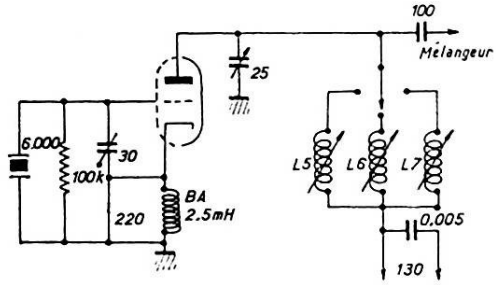


FIGURE 3

VARIANTE OSCILLATEUR (voir texte)

L'overtone du schéma général fonctionne en overtone 3 (L3 ou overtone 5 (L4) avec quartz 3.500 kHz.

Dans la variante ci-dessus, l'oscillateur fonctionne en doubleur 12 MHz (L5) tripleur 18 MHz (L5) quadrupleur 24 MHz (L7) avec quartz 6.000 kHz.

Un seul quartz 6.000 kHz ou fréquence légèrement voisine. Nous avons trois bobines

plaqué sur même type de mandrin que pour l'overtone :

Bandes MHz	Plaque MHz	Nombre spires	Récepteur MHz
7	12	20	5 - 5,1
14	18	13	4 - 4,35
21	18	13	3 - 3,45
28	24	8	4 - 5,70

Ces nombres de spires ont été calculés et peuvent varier de plus ou moins de 10 %.

Ce convertisseur ayant été décrit dans le Bulletin Trimestriel de la 5e Région REF, plusieurs amateurs l'ont réalisé et certains ont ajouté un commutateur de quartz permettant de changer de quartz dans le second oscillateur et ont adopté les quartz 12, 18 et 24 MHz afin d'éviter la multiplication de fréquence, qui peut amener des interférences.

4 - **Note sur les fréquences quartz :**

Si l'on procède à des calculs sur les fréquences données par les harmoniques des deux oscillateurs précités, on arrive à des combinaisons intéressantes. Le but proposé est de rester dans la bande 3 à 4 MHz pour le récepteur.

Cas de l'overtone. — Pour 21 MHz, nous utilisons l'overtone 5 (H5), mais nous avons vu que, si pratiquement les quartz FT243 fonctionnent bien sur overtone 3 (H3) il arrive qu'ils soient rétifs sur H5. Un second quartz de fréquence plus élevée fonctionnant sur H3 (avec commutateur de quartz, au besoin) fera l'affaire. Comme il faut obtenir 17.500 kHz, en divisant par 3 nous avons 5.833 kHz. Le quartz FT243, n° 4, fréquence 5.840 kHz, convient.

Cas du multiplicateur de fréquence. — En comparant, dans le tableau, les gammes du récepteur, on constate des écarts sensibles dans les bandes de fréquence MF. Si le récepteur couvre la bande 3 à 5,7 MHz, la réception sera assurée, mais on ne bénéficie pas de la bande étalée du 80 m. Il faut donc adopter plusieurs quartz.

Pour les trois bandes 7, 14 et 21 MHz, nous avons :

— Gamme 7 MHz : prendre un quartz 5.250 kHz dont H2 donne 10.500 kHz, d'où :

10.500 — 7.000 = 3.500 kHz.

10.500 — 7.100 = 3.600 kHz.

— Gamme 14 MHz : si nous prenons un quartz 5.840 kHz, en H3, nous retombons dans le cas précité pour l'overtone 3 :

17.500 — 14.000 = 3.500 kHz.

17.500 — 14.350 = 3.150 kHz.

Nous sommes un peu bas en fréquence. En adoptant un quartz de fréquence plus élevé on aura, par exemple avec le FT243, n° 7, fréquence 5.940 kHz, en multipliant par 3 :

17.820 — 14.000 = 3.820 kHz.

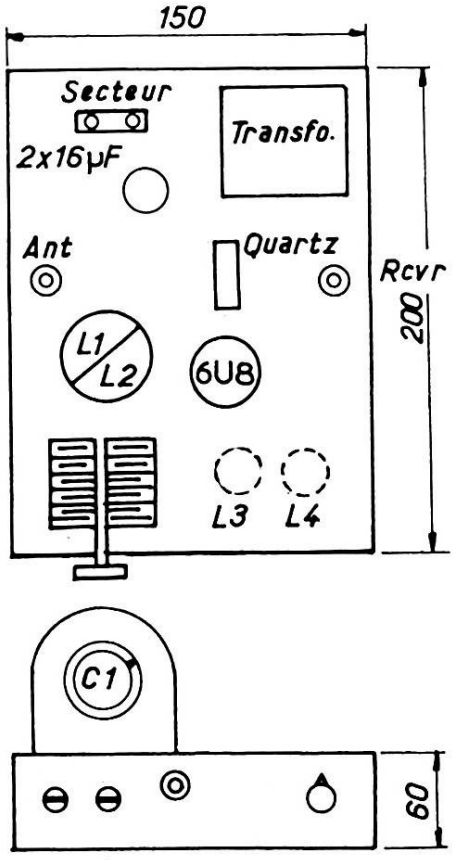
17.820 — 14.350 = 3.470 kHz.

— Gamme 21 MHz : même quartz 5.840 kHz en H3 :

21.000 — 17.500 = 3.500 kHz.

21.450 — 17.500 = 3.950 kHz.

Dans ces deux derniers cas, les fréquences conviennent pour la bande 80 m. Pour les



Disposition des éléments.

trois bandes précitées, il faudra donc trois quartz. Etant donné le prix modique de ces quartz, ce n'est pas grave.

Si nous avons détaillé le mode de calcul, très simple, c'est uniquement pour montrer aux débutants la façon de déterminer les fréquences des quartz utiles.

Reste la bande 28 MHz, qui couvre 1.700 kHz. Avec un seul quartz oscillateur on retrouve ces 1.700 kHz sur la MF de sortie (voir tableau plus haut qui indique une MF de 4.000 à 5.700 kHz). Le moyen de résoudre le problème est de partager la bande en trois, soit trois quartz de fréquence différente. Nos petits exercices d'arithmétique vous permettront de le résoudre avec les quartz dont vous pourrez disposer.

5 - **Châssis :**

Dimensions 200×150×60 mm. Sur le châssis se trouvent la bobine L1 L2, le CV d'accord, le quartz. Sous le châssis, les bobines plaque et le commutateur. Sur la face avant, de gauche à droite, les deux interrupteurs, la lampe témoin, le bouton de l'inverseur des bobines plaque.

Le support quartz est constitué par un support de tube octal, qui permet de recevoir deux quartz côte à côte.

LE CATALOGUE DE L'OM

P. HERBET F8BO

● UN MAT D'ANTENNE

Ce mât est constitué par des éléments en acier doux de différentes longueurs au choix du client, soit en éléments de 1, 2, 3 ou 6 m. Un élément de 6 m pèse 11 kg.

De section triangulaire par trois tubes de 16, une des faces est constituée par des barreaux servant d'échelle, les deux autres faces sont entretoisées.

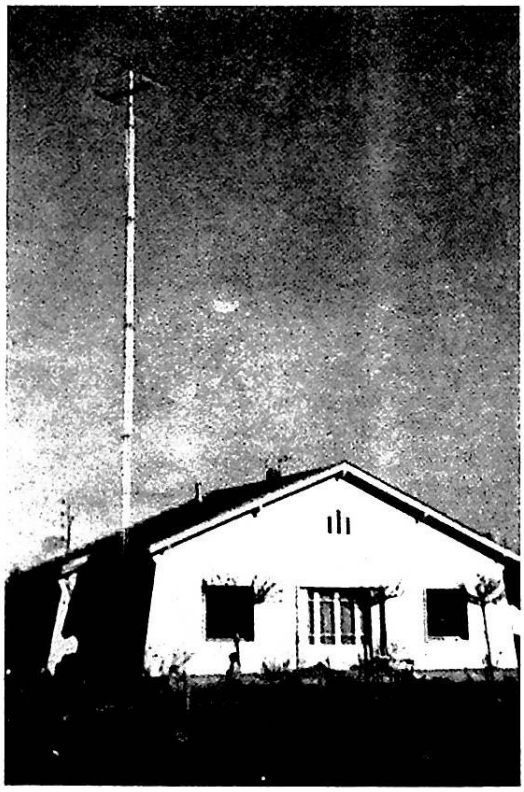
L'assemblage des éléments est simple. Deux systèmes de rotation sont prévus. Soit sur la tête du mât qui se termine par un tube 33/42 de 1,50 m, ce mât peut supporter plus de 80 kg par vent de 120 km/h.

Soit par la base du mât. Chaque élément est formé d'une tôle triangulaire percée en son centre d'un trou de 28 qui permet de laisser passer un tube de 20/27 sur toute la longueur.

Le socle de ce mât est articulé. Le constructeur peut fournir à la demande un socle spécial pour être monté sur une toiture.

Bien que non galvanisé, ce mât est peint (une couche anti-rouille, une couche alu). Cette fabrication est très soignée, le prix est OM, les délais normaux.

Le constructeur est F1IG, M. François Gether, quartier Le Pouey, Ibos, Hautes-Pyrénées.



Mât de 15 m supportant une Maria Malucca et ground plane 144 MHz chez F1IG.

LES RECEPTEURS DE TRAFIC O.C

J. Bastide F8JD

Depuis la rédaction de cet ouvrage et des nombreux articles parus dans Radio-REF, divers nouveaux montages ont été proposés. Nous allons les publier dans Radio-REF, en indiquant les chapitres correspondants.

Se reporter à l'ouvrage précité, qui donne toutes précisions générales sur les sujets traités ci-après.

Additif au chapitre DETECTION

Détecteur de produit à deux doubles triodes : Ce montage est assez répandu. Initialement l'inventeur M. G. Crosbey propose trois triodes. Comme on utilise deux tubes 12AU7, la quatrième triode est inutilisée, et il est intéressant de la faire fonctionner en détection diode (grille et plaque réunies) pour la réception de la modulation d'amplitude. On a ainsi le schéma de la figure 20.

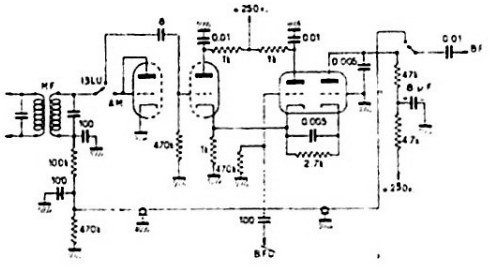


Figure 20
Montage original de Crosbey

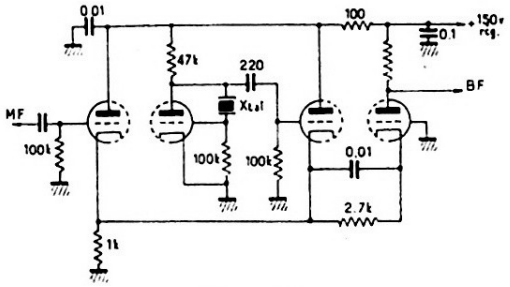


Figure 21
Montage à quatre diodes triodes

Un commutateur bipolaire à deux directions permet de passer de la position BLU (et CW) à la position AM. Dans ce dernier cas il est nécessaire de couper le BFO.

Noter que l'on dit aussi bien « Détection de Produit » ou « Détection de Rapport ».

Si l'on veut ne recevoir que la BLU et la CW, les deux doubles triodes précédentes peuvent être montées de façon différentes. On retrouve les trois triodes, dont celle à couplage cathode follower à l'entrée, mais la quatrième est utilisée ici en BFO à quartz. Schéma figure 21.

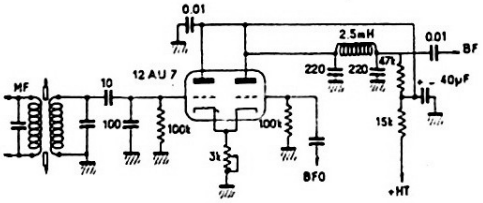


Figure 22
Détecteur de produit à deux diodes triodes

Pour la clarté du schéma, nous n'avons indiqué qu'un seul quartz. Il est facile d'ajouter un inverseur de quartz pour obtenir l'une ou l'autre des deux bandes latérales.

Il est parfois nécessaire de placer un condensateur ajustable 10-50 pF aux bornes de la résistance 100 kΩ (entre le quartz et la masse) si l'oscillation ne se produit pas (quartz paresseux).

Détecteur de produit à un tube double triode : On peut supprimer le tube triode cathode follower d'entrée du montage précédent. On obtient le montage de la figure 22.

Mais pour éviter toute intrusion de la MF vers la BF on doit disposer une bobine d'arrêt (1 à 2,5 mH) sur la sortie plaque du détecteur. Toutefois certains montages suppriment cette bobine d'arrêt et la remplacent par une résistance fixe de 5 à 10 kΩ.

Ce montage simplifié, qui est du type mélangeur, peut nécessiter un réglage de la résistance de cathode. On peut alors prendre

837

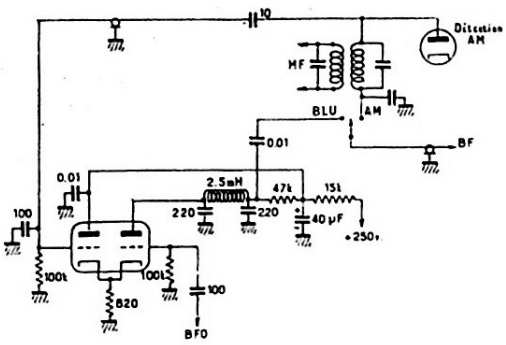


Figure 23
Adjonction d'un détecteur AM

une résistance variable (ou ajustable) de 3 000 ohms.

Il est bon d'ajuster l'injection du BFO. Pour cela agir sur R et C de la grille dans laquelle se fait cette injection.

Détection de rapport et AM : Comment ajouter une détection AM pour modulation d'amplitude ? Le schéma de la figure 23 donne une solution.

On ajoute un tube diode et un commutateur unipolaire à deux (ou trois) directions. Blinder les connexions indiquées. Se reporter au chapitre oscillateurs BFO, qui montre que ce dernier est équipé de deux quartz, dont la fréquence est d'environ de 1 500 Hz de part et d'autre de celle de la MF.

Détecteur de produit par simple triode : C'est un des plus simples, suivant schéma figure 24.

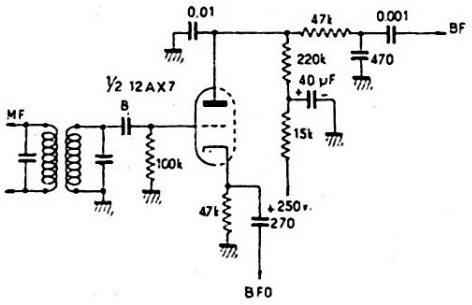


Figure 24
Détecteur de produit simple triode

On peut, soit remplacer la détection diode, soit monter le nouveau tube dans un petit coffret séparé du récepteur. Comme tube triode on peut adopter une 6C4 ou la moitié d'un tube double 12AX7 ; 6U8, etc. Dans ce dernier cas l'autre moitié sert de BFO.

Au passage, soulignons l'intérêt des anciens tubes triodes, tels que 6C5, 6J5 et même 76. Ils sont encombrants, mais leurs caractéristiques remarquables. Chaque fois que nous avons la place utile nous les utilisons.

On injecte la tension BFO dans la cathode. Le condensateur de couplage grille sera de faible valeur, pour la raison que nous avons indiqué dans l'ouvrage : faible injection du signal par rapport au signal BFO ; l'injection de ce dernier sera avantageusement réglable (ou ajustable).

Dans le circuit plaque, la résistance du filtre 47 kΩ peut être remplacé par une bobine d'arrêt 2,5 mH.

Combinaison détecteur de produit et de grille : On peut améliorer le montage précédent, de façon à pouvoir recevoir facilement soit la BLU (et CW) soit l'AM. Schéma figure 25.

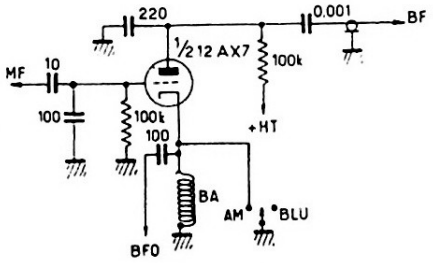


Figure 25
Détecteur de produit et de grille

Un commutateur unipolaire à deux directions permet de passer de l'une à l'autre détection. En position AM nous avons une détection grille ; la cathode est mise à la masse et le BFO se trouve court-circuité. La bobine d'arrêt du circuit de cathode BA dépend de fréquence MF. Faire l'essai avec la classique 2,5 mH.

Détecteur de produit et BFO, tube 6BE6 : Le tube 6BE6 (ou 6BE7) peut convenir pour produire à la fois la détection et l'oscillation BFO. Schéma figure 26.

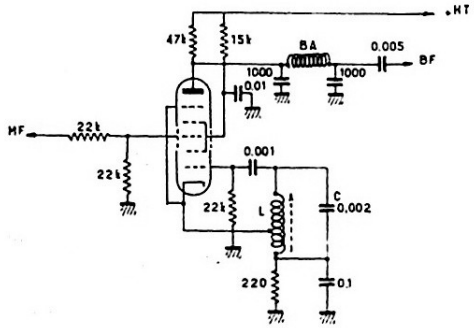


Figure 26
Détecteur de produit et BFO

Le circuit oscillant du BFO sera blindé, de façon à supprimer tout rayonnement parasite. Le circuit LC sera accordé sur la MF à ± 1 000 Hz environ. On peut mettre un condensateur variable en parallèle avec C pour faire varier la note de battement. La bobine d'arrêt BA, du circuit anodique, dépend de la moyenne fréquence ; ce filtre MF est d'autant plus utile que la fréquence MF est basse.

Détecteur de produit ou AM, tube 6BE6 : On peut combiner un détecteur de produit (BLU ou CW) et un détecteur d'amplitude (AM), avec le tube 6BE6. Schéma figure 27.

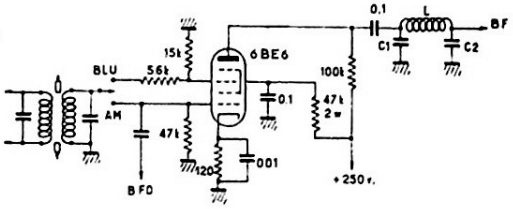


Figure 27
Détecteur BLU-AM

Un simple inverseur unipolaire dans le circuit grille permet de passer à l'une ou l'autre détection. Bien entendu en position AM le BFO est coupé.

Il est nécessaire d'avoir un filtre passe-bas L - C_1 - C_2 dans le circuit plaque, pour arrêt de la MF, sans empêcher le passage de la BF.

Détecteur de produit, tube 7360 : Le tube à déflexion 7360 permet d'avoir une détection ayant un très bon rendement en tension BF de sortie. De plus il améliore la distorsion due à l'intermodulation et il a un effet antiparasites très net.

Il a été calculé en émission pour les modulateurs et mélangeurs équilibrés, mais l'expérience montre qu'il se comporte en excellent détecteur de produit.

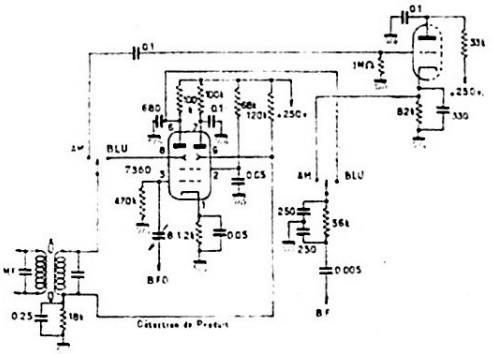


Figure 28
Détection tube 7360 et 1/2 12AU7

Figure 28, le schéma de montage. On notera le circuit du secondaire du transformateur MF, destiné à produire une polarisation aux déflecteurs 8 et 9 du tube, polarisation de l'ordre de 35 volts. On devra réaligner ce transformateur MF, s'il était préalablement réglé avec un autre genre de détection.

Un commutateur bipolaire à deux directions permet de passer sur détection AM. Sur le schéma nous avons représenté un détecteur à impédance infinie (Sylvania) mais on peut adopter tout autre genre de détection. Le commutateur peut être à trois directions, combiné avec le BFO, afin de prendre l'une ou l'autre des bandes latérales BLU.

Toutefois, ce montage (classique aux U.S.A.) présente l'inconvénient d'être déséquilibré. On perd ainsi une partie de l'énergie BF Figure 29, un montage symétrique, mis au point par F3FQ.

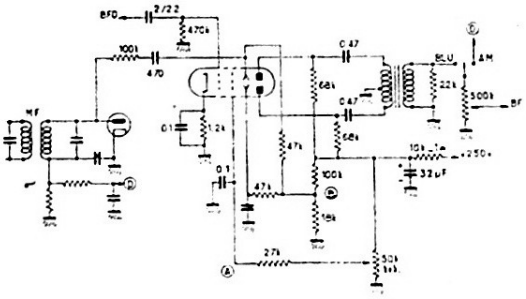


Figure 29
Détecteur de produit 7360 symétrique

Un petit transformateur BF recueille l'énergie sur les plaques du tube. On recueille ainsi la BF des deux plaques. Par ailleurs le montage subit quelques modifications, en particulier le dispositif de polarisation au secondaire du transformateur MF.

Le potentiomètre de l'écran doit être ajusté pour que la tension au point A soit supérieure de 10 V à celle du point B (on mesure entre chacun de ces points et la masse).

D'autre part le condensateur ajustable, liaison au BFO, sera réglé de façon à obtenir sur la grille une tension de 1 à 1,2 V eff. La détection AM est du type classique à diode (relier les deux points D).

Détecteur de produit à deux cristal-diodes : Les cristal-diodes permettent de réaliser un détecteur de produit simple. Le même montage peut d'ailleurs être réalisé avec un tube double diode 6AL5 ou analogue. Schéma figure 30, avec par exemple un BFO à quartz.

Comme pour tout détecteur de produit, la tension maximum du signal sera faible, environ 0,1 V. La tension de pointe du BFO est plus importante, 5 à 6 volts.

Comme cristal-diodes on peut prendre : 1N67A, 1N38, 1N281, 1N298, etc. A noter que F2ER utilise avec succès des OA85, avec l'astuce de court-circuiter la diode de droite pour recevoir l'AM (le BFO est alors coupé).

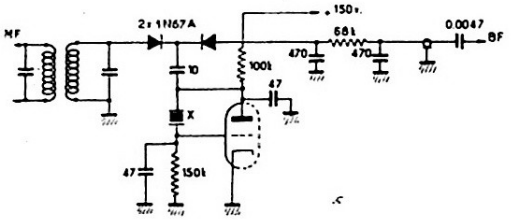


Figure 30
Détecteur de produit à diodes

Autre détecteur de produit et AM. — Avec le détecteur à tube double triode (12AU7) il est un montage astucieux, qui par un simple inverseur bipolaire permet de passer de la détection de produit à la détection AM à impédance infinie. Schéma figure 31.

Tout d'abord le secondaire du transformateur MF n'est pas commuté, on ne risque donc pas d'avoir un désaccord en passant

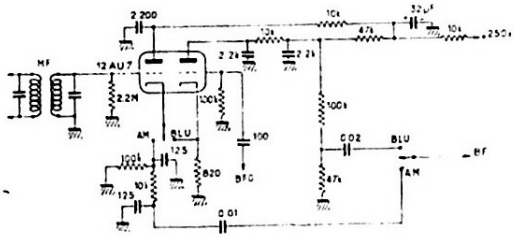


Figure 31

de l'une à l'autre détection.

En BLU (ou CW) on a le montage à double triode que nous avons vu précédemment, et en AM la détection à impédance infinie (Sylvania). Celle-ci assure une meilleure linéarité et il n'y a pas de surcharge du transformateur MF. L'amortissement de cette MF est très réduit, ce qui procure une amélioration de la sélectivité en AM. La résistance de 10.000 ohms, sur l'anode de la triode de gauche, assure un meilleur fonctionnement dans la position AM.

Il faut prendre soin d'avoir des connexions courtes, donc bien réfléchir avant la mise en place de l'inverseur bipolaire. On peut d'ailleurs monter sur un petit chassis séparé le transformateur MF, le tube 12AU7 et l'oscillateur BFO.

*
* *

RESEAU F9TM

HORAIRES (en heure légale) : le dimanche matin de 9 h. 30 à 10 h. sur 7.025 kHz ; le jeudi soir, de 20 h. 15 à 20 h.45 sur 3.590 kHz.

Le nouveau manager, successeur de notre ami F8LV récemment disparu, prie les habitués du réseau de bien vouloir excuser son long silence, dû également à son état de santé et à de nombreuses circonstances indépendantes de sa volonté.

En accord avec le vice-président F8TM, il a été convenu de reprendre cette chronique à partir de septembre 1967. Cette chronique paraîtra régulièrement et à partir de novembre les listes d'appel seront complètes.

Réseau 7 MHz

Position des stations après l'exercice du 24-9-67 :

F3ET 43, F3LX 39, F9RU 35, F2QD 31, F9IK 27, F8OP 20, F5TM 16, F8RM 12, F2XX 6, F8TM 2, F8HY 1.

Position des stations au 29 octobre 1967 :

F3Lb 101, F9RU 92, F9IK 76, F8OP 64, F5TM 54, F2QD 53, F8RM 46, F2XX 35, F8IL 26, F3ET 20, F8TM 15, F9OQ 9, F9HY 7, F9ED 5, F8DZ 5.

Réseau 3,5 MHz

Position des stations après l'exercice du 28-9-67 :

F9NF 16, F3MS 12, F2QD 8, F8TM 5, F3ND 3, F3RG 1.

Position des stations au 26 octobre 1967 :

F9NF 38, F3MS 30, F8TM 19, F3ND 13, F2QD 10, F2PO 1.

J. Simonnet F9DW.

ELIMINATION D'UNE STATION INDESIRABLE

J. BASTIDE F8JD

Certains amateurs se plaignent de recevoir souvent en surimpression, la modulation d'une station de radiodiffusion voisine, surtout lorsque leur récepteur manque de sélectivité.

Il y a plusieurs causes. Nous en examinerons trois.

1°) Cas classique où l'interférence provient du premier étage d'amplification BF, ce qui se produit lorsque la résistance grille du tube à une valeur supérieure à 2 mégohms. La remplacer par une valeur plus faible et la shunter par un condensateur mica ou stéatite de 100 à 200 pF. Initialement, la résistance grille peut avoir été correcte, mais dans le temps la valeur a augmenté.

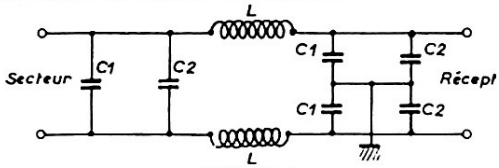


FIGURE 1

2°) Le trouble peut être transmis par les fils d'alimentation du secteur électrique. Utiliser alors un filtre secteur, suivant figure 1. L'intensité absorbée par un récepteur étant faible, le fil constituant les bobines L sera de diamètre réduit, par exemple 10/10 mm. Utiliser deux tubes carton de 15 à 20 mm de diamètre, nombre de spires compris entre 75 et 100. La capacité des condensateurs sera :

$$C1 = 0{,}1 \quad \mu F$$
$$C2 = 0{,}001 \quad \mu F$$

La liaison à la terre du point milieu des condensateurs de droite est importante. On recherchera la prise de terre qui convient le mieux : tuyaux d'eau, de chauffage central, de gaz, ou mieux (si possible) prise de terre indépendante. Se souvenir que le conducteur reliant le filtre à la terre doit faire le minimum de coudes ; par exemple ne pas enrouler ce conducteur autour de supports pour le fixer.

3°) Figure 2 nous avons représenté un ensemble de deux filtres. Souvent un seul suffit, mais dans les cas difficiles on emploiera les deux.

a) Celui du haut est un circuit bouchon L2 C1 accordé sur la fréquence de l'émission perturbatrice. Il est couplé serré à la bobine L1 en série avec l'antenne, ce qui est facile en plaçant ces deux bobines sur un barreau magnétique. Le circuit L2 C1 doit présenter une grande impédance pour avoir un maximum d'efficacité. La bobine L1 comportera 1/10 à 2/10 du nombre de spires de L2.

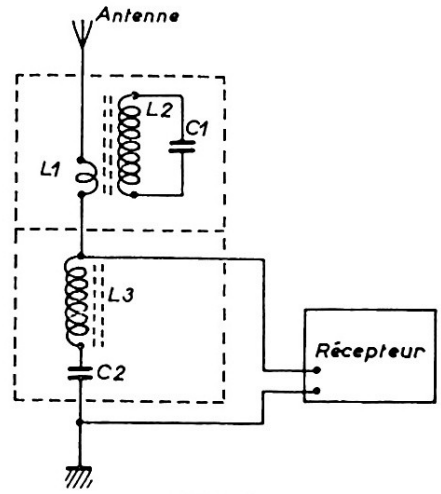


FIGURE 2

b) Celui du bas, L3 C2 est placé en dérivation sur le circuit d'utilisation, et dérive à la terre l'oscillation parasite. Son efficacité sera d'autant plus grande que l'impédance du circuit d'utilisation (entrée récepteur) est plus grande par rapport à leur impédance propre.

Pour le QRM par station BCL, on utilisera des bobinages en nid d'abeille provenant de blocs d'anciens récepteurs.

Blinder ces filtres afin d'éviter qu'ils ne captent directement l'onde indésirable, tout comme un cadre.

GRANDE NUIT DES RADIOAMATEURS

organisée par le groupe Sud-Ouest

Salle des Fêtes BOULOGNE-sur-SEINE

le 5 FEVRIER 1966, de 22 heures à l'aube

Renseignements : F9MR - Tél. 605.09-93 et 027.19-07

Le pilotage par cristal des Récepteurs

Le nombre toujours croissant d'émetteurs, l'augmentation de puissance de ceux existant déjà et le grand développement de la phonie provoquent un tel brouillage dans les bandes réservées aux amateurs que le trafic y devient souvent pénible, sinon impossible avec un classique 0-V-1 ou 1-V-1.

La plupart des amateurs français utilisent des émetteurs pilotés par cristal, mais combien emploient encore, à la réception, des montages datant de 1928 !

La dernière Coupe du REF et, mieux encore, le dernier concours américain, ont certainement prouvé à beaucoup que leur récepteur n'était pas assez sélectif. Il est probable qu'à la suite de ces compétitions, certains ont commencé la construction d'un changeur de fréquence ; espérons que ces lignes n'arriveront pas trop tard et qu'elles leur feront adopter un système qui deviendra de plus en plus utile, sinon nécessaire.

. . . . . : : : : :

Nous ne referons pas ici toute la théorie du cristal oscillant... Nous rappellerons simplement qu'une lamelle taillée, suivant un certain axe, dans un cristal de quartz naturel, a une période d'oscillation très stable qui est bien déterminée par son épaisseur. Cette propriété de vibrer a une fréquence bien déterminée qui est employée depuis longtemps par les amateurs pour stabiliser leurs émetteurs peut également servir à augmenter la sélectivité d'un récepteur.

Dans le cas général d'un récepteur normal de trafic à amplification directe, on ne peut songer à avoir autant de « cristaux » qu'on a de postes à recevoir. Le filtre à cristal n'est donc pas intéressant et est même inutilisable pour de tels postes. Pourtant il est un cas bien particuulier où l'emploi d'un cristal est intéressant dans un récepteur de ce genre c'est lorsque ce récepteur ne doit recevoir qu'une seule émission de fréquence bien déterminée. On voit de suite que deux « quartz » différents mais oscillant sur des fréquences rigoureusement identiques serviront, l'un à stabiliser l'émission, l'autre à accorder la réception sur cette émission. De cette façon on est assuré qu'il ne peut y avoir de déréglages et ce dispositif est particulièrement intéressant dans le cas de radiotélécommandes.

Le cristal permettant de stabiliser une seule fréquence fixée une fois pour toutes, les récepteurs superhétérodynes, ou plutôt à changement de fréquence se prêtent admirablement à l'emploi d'un tel dispositif. Les étages moyenne

fréquence, eux, dans un récepteur de ce genre, restent toujours accordés sur une même fréquence, quelle que soit l'onde reçue, et c'est donc sur ces étages qu'agira le système.

Actuellement, pour obtenir une bonne reproduction de la téléphonie, les constructeurs établissent les circuits de ces étages d'une façon telle qu'ils amplifient également ou à peu près, les fréquences voisines, de part et d'autre de celle pour laquelle ils sont établis. Ce sont les filtres de bande dont la « bande passante » est égale à la différence des fréquences extrêmes, amplifiées également. La sélectivité, ou la bande passante des récepteurs modernes, est actuellement, de l'ordre de 9 Kilocycles par seconde, ce qui est très insuffisant dans la plupart des cas, pour assurer un trafic commercial sur des gammes de longueur d'ondes encombrées ; par exemple, sur les longueurs d'onde réservées aux stations mobiles ou encore sur celles réservées à l'aéronautique ou aux amateurs. On a bien réalisé, ces derniers temps, des étages moyenne fréquence à sélectivité variable, mais ces dispositifs permettent, pour rendre la musicalité de l'appareil meilleure de diminuer la sélectivité et non de l'augmenter. Il existe bien des filtres et circuits-bouchons divers, mais leur mise en service, bien que rapide, produit quelquefois une interruption dans la réception, et procure le plus souvent, pour qu'ils aient une action efficace, une telle complication de réglage et diminution de puissance, qu'il vaut mieux les éviter. Le filtre à cristal, lui, augmente la sélectivité comme aucun autre système n'est capable de le faire. On arrive ainsi à obtenir une sélectivité très poussée qui, en prenant quelques précautions, *peut être de l'ordre de* 50 *cycles par seconde.* Une sélectivité de cette sorte n'est pas pratiquement d'une grande utilité car actuellement, bien peu d'émetteurs ont atteint ce degré de stabilité. En effet, un émetteur transmettant sur 60 mètres de longueur d'onde et pouvant être reçu régulièrement sur un récepteur de ce genre devrait avoir une stabilité supérieure au 1/100.000 (cas de l'amplification directe).

En réalité l'écoute serait donc rendue pénible en raison des retouches incessantes qu'il faudrait faire subir au réglage du récepteur. De plus, la téléphonie deviendrait à peu près incompréhensible ou tout au moins assez désagréable à recevoir, même pour un trafic de courte durée.

Des dispositifs permettent heureusement de faire varier cette sélectivité et, en pratique, une bande passante de l'ordre du Kilocycle par seconde est très acceptable comme maximum de sélectivité pour un récepteur d'exploitation. Les premiers essais d'application des phénomènes piézo-électriques à la réception ne donnèrent pas les résultats attendus.

D'abord, les enroulements des transformateurs de liaison n'étaient pas adaptés aux impédances des lampes d'une part et surtout du cristal oscillant

d'autre part. La mise en service du circuit « bouchon » contenant le cristal avait pour effet d'affaiblir considérablement la réception des signaux reçus. Effectivement, *un cristal qui oscille a une impédance constante très faible.* Le transformateur d'entrée T1 du filtre, sera donc « abaisseur », tandis que le transformateur de sortie T2 sera « élévateur ».

Ensuite, et ceci était plus grave : la sélectivité obtenue n'était pas aussi grande qu'on pouvait l'espérer, les fréquences indésirables des postes brouilleurs traversaient le filtre en passant par capacité entre les électrodes du support du cristal. Ce défaut permet d'en arriver à la sélectivité variable du filtre grâce à un condensateur variable « C » permettant de se tenir plus ou moins près du neutrodynage parfait de la capacité parasite.

Considérons le schéma théorique d'un filtre comportant un cristal oscillant et agissant sur la moyenne fréquence d'un récepteur. Le neutrodynage de la capacité existant entre les électrodes du support de cristal se fait au moyen du condensateur variable C.

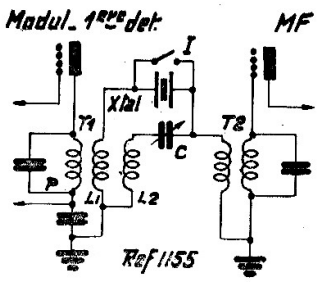


Fig. 1

Les enroulements L1 et L2 sont identiques pour que les forces électromotrices qui y sont induites par l'enroulement primaire P soient égales et décalées d'une demi-période. Lorsqu'on donne à C une valeur égale à celle qui existe entre les électrodes, c'est-à-dire égale à celle du condensateur formé par les deux électrodes du support, cette dernière capacité est annulée, le neutrodynage est parfait, et seule la fréquence propre d'oscillation du cristal pourra traverser l'ensemble du filtre.

Il peut être utile, et c'est même souvent nécessaire, pour chercher les stations, de ne pas se servir du cristal. Dans le montage théorique ci-dessus, il suffit de le court-circuiter. On peut également, pour profiter de l'oscillation du cristal sans vouloir obtenir toute la sélectivité qu'elle peut procurer, brancher le cristal, non pas en série entre les deux transformateurs T1 et T2, mais en parallèle. On obtiendra ainsi un degré de sélectivité intermédiaire entre les positions sans cristal ou avec cristal.

La variation de la capacité C servira donc en quelque sorte à faire varier

la sélectivité du système. En pratique, et c'est ce qui donne au système encore plus de valeur, cette capacité variable C sert à éliminer les brouilleurs.

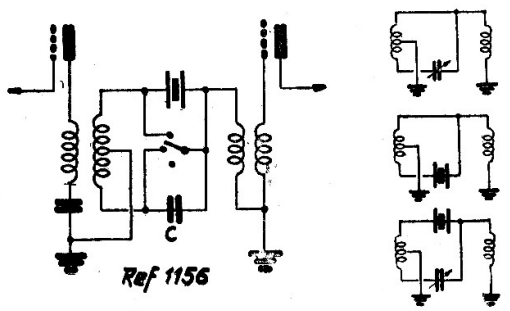


Fig. 2

Lorsqu'on s'est accordé bien exactement sur l'émission que l'on désire recevoir, ceci au moyen des organes d'accord du récepteur, et que l'on tourne lentement le condensateur pour faire varier la capacité C, on s'aperçoit qu'à un certain moment, la station gênante disparaît pour revenir si l'on continue à tourner. Ce réglage est très précis.

D'après « Radio News », on peut dire que cette méthode d'élimination des stations brouilleuses n'est pas une conséquence de la sélectivité, mais est plutôt dûe à ce qu'on accorde le signal indésirable à l'anti-résonance, ce qui le fait disparaître.

Nous allons passer en revue quelques systèmes employés actuellement dans les récepteurs.

1° *Hammarlund.* — Le montage employé sur le récepteur « Comet Pro » découle directement du système théorique que nous venons d'étudier. Un interrupteur I permet de se servir ou de ne pas se servir du cristal. Les oscil-

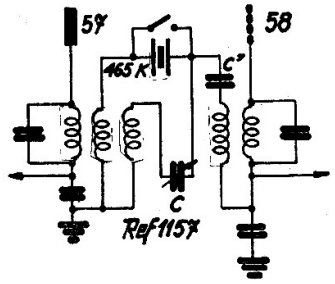
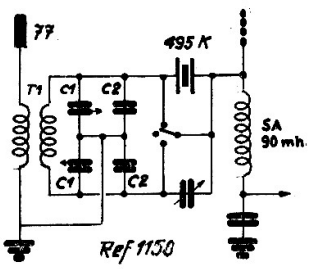


Fig. 3

lations sont transmises à travers une capacité C' à la grille de la lampe du premier étage moyenne fréquence au moyen d'un transformateur « élévateur ». Ce système adapte donc l'impédance du circuit d'utilisation à celle du cristal. Le cristal est établi pour osciller sur une fréquence de 465 Kilocycles par seconde qui est celle des étages moyenne fréquence.

2° *National.* — Le montage employé dans le récepteur AGSX (modèle F) diffère un peu du montage théorique étudié ci-dessus, quant à la disposition du circuit de neutrodynage. Le secondaire du transformateur d'entrée T1 n'ayant pas de point de milieu, le déphasage nécessaire au neutrodynage est produit par les capacités C1 et C2 d'accord de cet enroulement. Le filtre à cristal employé sur ces récepteurs ne comporte pas de transformateur de sortie. Les oscillations qui traversent le filtre attaquent directement la grille de la première lampe moyenne fréquence. Le montage permet les trois positions « série », « parallèle » ou « court-circuit » du cristal. Ce récepteur est pourvu d'un étage d'amplification haute fréquence. Le cristal utilisé oscille sur une fréquence de 495 Kilocycles par seconde.

Fig. 4



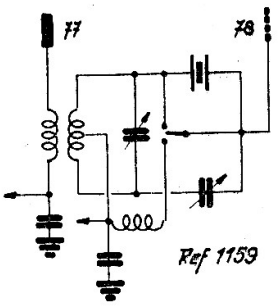


Fig. 5

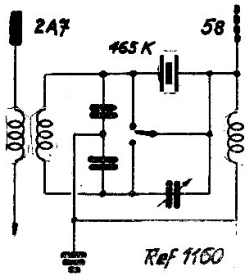
3° *Allochio-Bacchini.* — Cette firme italienne, de Milan, utilise dans un de ses récepteurs commerciaux un système de filtre ressemblant beaucoup au précédent. Le neutrodynage est produit au moyen du système classique : un inverseur permet de se servir du cristal, en le mettant en « série », ou de ne pas s'en servir. La liaison entre le filtre et la lampe du premier étage moyenne fréquence se fait directement sans transformateur. Ce récepteur qui emploie des lampes à caractéristiques américaines (78, 77,... etc.) et qui descend aux environs de 8 mètres, comporte un étage amplificateur haute fréquence. La sélectivité serait de l'ordre de 2 Kilocycles par seconde.

4° *Silver.* — Le récepteur 171 de cette marque comporte un étage amplificateur haute fréquence. Le filtre à cristal est monté, à peu de chose près, comme celui du « National AGSX ». La sélectivité aurait pour valeurs limites 22 Kilocycles et... 50 Cycles par seconde. La fréquence du cristal est de 465 KC/S.

5° Un amateur français, F8AJ, a donné dans « Radio-Ref » une description détaillée d'un récepteur qu'il a étudié et réalisé. Le montage de filtre employé était primitivement, sensiblement celui du récepteur « National AGSX ». Il a

été modifié ensuite par l'adjonction d'un transformateur de sortie qui permet d'éviter la perte de puissance dûe à la mise en service du cristal. Ce récepteur comporte un étage amplificateur haute fréquence. (Voir Radio-Ref décembre 1935, janvier 1936).

Fig. 6



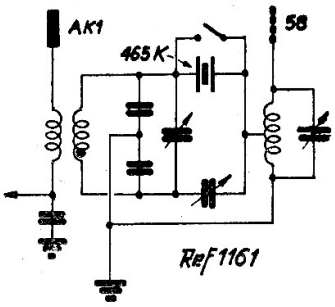
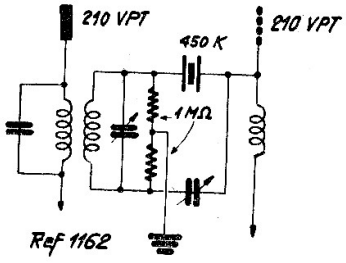


Fig. 7

6° Un autre amateur français, F8LO, a réalisé également un récepteur comportant un filtre à cristal. Le changement de fréquence qui se fait au moyen d'une octode AK 1 est précédé d'une amplification haute fréquence. La fréquence du cristal employé est de 465 KC/S.

Fig. 8



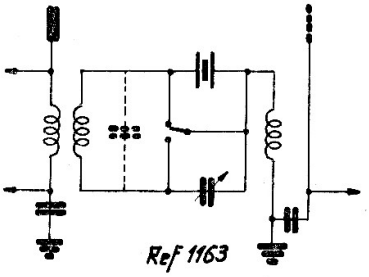


Fig. 9

7° Il y a plusieurs mois M. Kenneth Jowers a donné dans « Radio-Magazine », revue anglaise, la description d'un récepteur fonctionnant sur batteries et comportant un étage amplificateur HF. Le filtre à cristal était disposé comme l'indique le schéma, le point milieu du secondaire du transformateur d'entrée étant obtenu non pas au moyen de capacités semblables mais au moyen de deux résistances fixes de 1 MΩ. La fréquence du cristal était de 450 KC/S.

8° Enfin, le récepteur que nous construisons actuellement utilisera le montage de filtre ci-contre ; il comportera un étage amplificateur haute fréquence et un deuxième changement de fréquence après le filtre.

CONCLUSIONS

a) Le condensateur C de neutrodynage ou de déphasage est indispensable et donne au montage toute sa valeur.

b) Il est très préférable d'attaquer la grille de la première lampe ampli-

ficatrice moyenne fréquence au moyen d'un transformateur élévateur, le transformateur d'entrée du filtre étant abaisseur. On adapte ainsi au mieux les impédances si différentes de la lampe et du cristal.

c) Le commutateur à 3 positions permettant les divers branchements du cristal (série, parallèle ou court-circuit) n'est pas indispensable. Il suffit de pouvoir se servir ou de ne pas se servir du cristal (en série).

d) Le point milieu du secondaire du transformateur d'entrée sera pris directement sur l'enroulement si cela est possible, ou au moyen de deux capacités si le milieu de l'enroulement est inaccessible. Il ne faudra pas employer de résistances à la place des condensateurs.

e) Un étage amplificateur haute fréquence, sans être nécessaire, est très utile... comme dans tous les récepteurs « changeur de fréquence », et nous le conseillons à tous.

A. MORREAU FT4AD,
Aéronautique civile
Tunis



Stations entendues en phonie, en quelques heures d'écoute, du 17 au 20 Mai, par A. Lavisse, 32 rue Gracieuse, Berck-Plage (P.-de-C.).

Bande des 80 *m.* (très parasitée). — **F8** : aa, nw — 3br, lr.

Bande des 40 *m.* — **F8** : ap, bd, cj, cu, dc, dw, fa, fj, hi, id, it, je, jt, kl, ks, la, lq, lx, mg, mh, mm, mr, mt, mx, my, nm, nr, op, pf, pi, pu, qr, rq, sd, sn, ue, uh, vl, xy, yz, zg, zh, zj, zl, zm, zo, zz — 3am, bk, cp, di, ei, eo, fa, fd, fw, fz, gb, gy, hd, hz, ie, ij, ir, jd, jk, jx, ke, kq, lq, lr.

SUITE DES PETITES ANNONCES

(Voir page 448)

A VENDRE à bas prix ou à échanger contre moteur canoë 2 à 6 CV ou contrôleur universel : 1 Ampli enregistrement PP 7 watts mod. complet. 1 Récepteur super OC 5 L. transcont. 1 Bloc émetteur-récept. piloté, mod. grille, 20-30 W alim. ; récept. super 5 L USA, complet avec aliment. et micro sur chassis métalliques superposées. 1 Micro USA avec transfo : 50 frs. 1 Jeu bobinages « Gamma » pour super OC : 35 frs. 1 Transfo 2 × 550 V, 70 mA ; 2 V 5, 10 amp. ; 5 V, 3 amp. : 45 frs. 1 Dynamique, exc. : 10.000 ohms. 2 Mot. 66 R. App. de mesures, lampes, contacteurs, cadrans, bobinages, transfos BF, etc... Liste contre 0 fr. 50. Station 3LQ, 47 rue Impératrice, Berck-Plage (P.-de-C.).

Radio REF 1947

UTILISATION DE LA CATHODE

(Suite)

Circuit moyenne fréquence avec quartz

Lorsqu'un récepteur n'est pas prévu pour l'utilisation d'un filtre à quartz, il est possible soit d'en ajouter un, soit d'utiliser un montage cathodique qui, sans donner des résultats aussi remarquables qu'un filtre **bien réglé,** permet à coup sûr d'obtenir une pointe de résonnance aigue.

Je rappelle brièvement qu'un cristal de quartz taillé en lame selon certains axes et monté entre deux plaquettes métalliques, se comporte comme un circuit inductance-capacité série ayant un rapport L/C très élevé et une surtension importante à sa fréquence de résonnance ; il équivaut donc à une résistance faible sur cette fréquence.

Un filtre à quartz MF est un pont dont une des branchecs comprend le quartz et la branche opposée une capacité variable destinée à équilibrer la réactance de celui-ci pour une fréquence Fb autre que celle de la résonnance. Cette fréquence est celle du brouilleur qu'on veut éliminer.

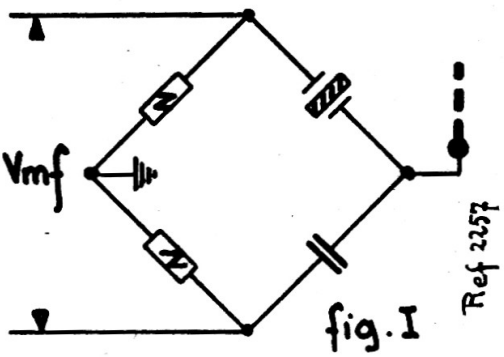


fig. I

A ce moment le pont (fig. 1) étant équilibré, il n'existe aucune tension de Fréquence Fb entre c et d, et le signal brouilleur n'estl pas transmis.

Pour le signal utile, au contraire, dont la fréquence est celle de résonnance du quartz, le pont est complètement déséquilibré puisque le quartz est presque un court-circuit. On obtient donc une transmission satisfaisante.

Avec un filtre bien réglé, un signal brouilleur distant de quelques centaines de cycles du signal utile peut être affaibli d'environ 60 db par rapport à ce dernier. C'est-à-dire qu'on a pour un écart de 200 cycles l'affaiblissement qu'un bon ampli MF à 2 étages procure pour un écart de 10.000 cycles.

Sans vouloir entrer dans le détail de réalisation qui est assez délicat en raison des couplages parasites à éviter, il est possible, à partir d'un jeu de bobinages usuels, de réaliser un filtre selon la fig. 2. Le secondaire du premier transfo MF est modifié en remplaçant la capacité fixe qui l'accorde par deux capacités égales entre elles et de valeur double de celle de l'origine. Ces capacités forment une des branches du pont et

le point milieu est mis à la masse. L'autre branche comprend le quartz et un condensateur variable dont le point milieu est relié à la grille du

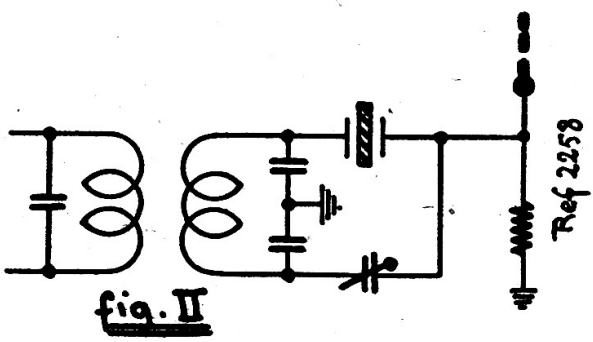


fig. II

tube suivant. On peut, pour commodité, inverser grille et masse (Fig. 3) ce qui permet de mettre le quartz et le variable à la masse. Toutefois, dans ce cas, on risque un couplage statique de la grille avec le primaire du transfo MF. Le condensateur variable aura une valeur de résiduelle

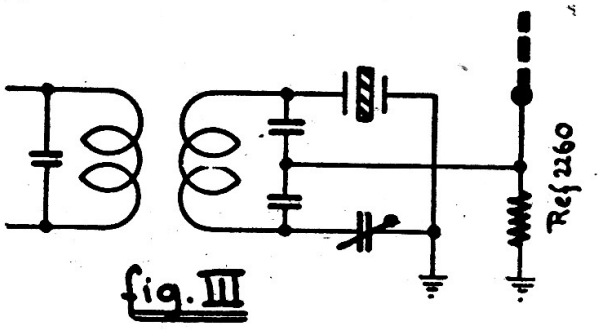


fig. III

aussi faible que possible, 1 pF par exemple et environ 15 à 20 pF de capacité maximum.

Pour une valeur du CV qui équilibre la capacité parallèle du quartz (habituellement quelques pF) la courbe de réponse est symétrique. Mais lorsqu'on fait varier la capacité du CV de part et d'autre de cette valeur, on déplace sur cette courbe une faille de part et d'autre de la fréquence de résonnance. Cette faille peut atteindre 60 db et s'approcher jusqu'à une centaine de cycles de la crête dl résonnance.

Pour utiliser le filtre ; il suffit donc de régler l'accord jusqu'à amener la station recherchée sur la « pointe » du quartz, puis de tourner le petit variable jusqu'à affaiblissement maximum du signal brouilleur. Cette dernière manœuvre ne doit avoir qu'une action minime, si elle en a, sur l'intensité de réception du signal utile.

Un cristal monté selon ce schéma donnera un résultat sensible ; il n'est pas sûr qu'il en donne un excellent. Tracer la courbe de réponse d'une MF avec quartz pour les différentes positions du CV de phasing est laborieux et nécessite, étant donné les faibles écarts de fréquence en jeu, un contrôle permanent de la fréquence par battement avec un générateur BF. Aussi ne doit-il être envisagé qu'avec la perspective d'une assez longue mise au point.

Voici un montage cathodique, réalisable en quelques instants qui permet de tirer parti d'un quartz... en attendant.

Si on place entre cathode et masse d'un tube amplificateur MF un circuit résonnant série, on obtient évidemment un maximum d'amplifi-

cation à la résonnance du circuit où l'impédance du circuit est minima, et cela d'autant plus que la surtension est plus élevée puisque la partie résistive qui seule demeure alors sera plus faible. Ces conditions sont justement celles d'un quartz (fig. 4).

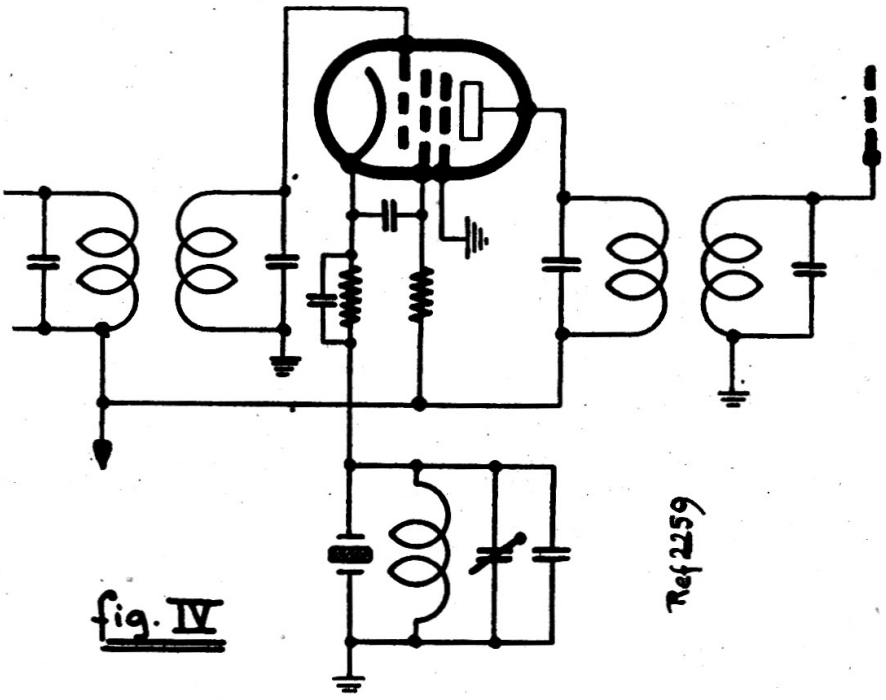


fig. IV

Pour alimenter le tube dont la cathode doit avoir une liaison en courant continu une self de choc causerait sans doute un accrochage en causant un déphasage du potentiel de cathode par rapport au courant anodique. Mais un circuit antirésonnant aura justement cet avantage d'avoir une impédance maximum et, amorti comme il l'est, d'avoir sur une bande de fréquence suffisante un déphasage insignifiant. On est ainsi conduit au montage de la fig. 4 qui est, je crois, suffisamment simple. Là le phasing est remplacé par l'accord du circuit antirésonnant sur la fréquence à éliminer. Le résultat pratique est une courbe de réponse triangulaire, dont un sommet est, bien entendu, sur la résonnance du quartz. La hauteur, environ 30 db et la base $\pm$ 1.000 c/s pour 472 Kc/s.

Jean BIDEAU, F9CR.

PHONISTES

— Soignez la qualité de vos émissions.
— Evitez les discours.
— Restez « sérieux » en gardant à vos essais un caractère technique.

GRAPHISTES

— Ne manipulez pas plus vite que vous ne pouvez lire.
— Ne passez pas plus de cinq CQ avant votre indicatif.
— Ne répondez pas aux appels directionnels qui ne vous sont pas adressés

LE SOUFFLE

P. PLION F9ND

I. — GENERALITES

A la sortie de tout récepteur ou convertisseur en fonctionnement, on peut constater l'existence d'un niveau de bruit de fond, en absence de signal perçu. Ce bruit de fond a plusieurs origines ; certains sont reçus comme des signaux, ce sont les parasites industriels ou atmosphériques, les bruits cosmiques ; d'autres proviennent des sources de courant, ce sont les ronflements ; enfin il en existe qui prennent naissance dans les circuits même du récepteur, antenne comprise, et sont plus connus sous le nom de « souffle ».

Il est bien évident que tous ces bruits nuisent à la qualité de la réception et dans un appareil bien étudié on doit chercher à réduire tous ces bruits au minimum. En ce qui concerne les bruits reçus comme des signaux, c'est à la directivité de l'antenne que nous aurons recours pour les atténuer ; les bruits provenant des sources seront diminués par une amélioration du filtrage et du câblage (bruits induits). Reste le souffle, auquel nous nous intéresserons ici plus spécialement car il limite la sensibilité du récepteur puisque nous ne pourrons recevoir de signaux dont le niveau sera inférieur à ce souffle.

Un souffle, souvent appelé **bruit blanc,** contient toutes les fréquences de zéro à l'infini, toutes sont constamment variables en amplitude et en phase et ont les mêmes probabilités d'apparition. Si le récepteur considéré a une bande passante déterminée, par exemple de f1 à f2, seules les fréquences du souffle comprises dans cette bande passante seront transmises et amplifiées ; après détection, seules les composantes transmises par les circuits basse fréquence parviendront jusqu'à l'oreille de l'opérateur.

Il résulte de tout ceci, que nous pouvons avoir une action sur le souffle de notre récepteur en lui donnant les bandes passantes haute fréquence et basse fréquence limitées à la valeur strictement nécessaire. Dans les circuits haute ou moyenne fréquence on se limite généralement à une dizaine de kilohertz ; pour la basse fréquence, étant donné que l'amateur n'a pas à transmettre de musique en haute fidélité et que seule la compréhension de la parole présente un intérêt, il est conseillé d'adopter une bande passante de 300 à 3.000 Hz.

II. — LES CIRCUITS

Le souffle prend naissance dans tous les circuits du récepteur. Le circuit le plus sensible est bien entendu le circuit de grille d'entrée, puisque le bruit qui y prend naissance subira l'amplification de tous les autres étages du récepteur.

Supposons que le circuit de grille d'entrée soit constitué uniquement par une résistance ; celle-ci, comme tous les corps, renferme des électrons libres qui se déplacent en tous sens avec des vitesses extrêmement variables ; cette agitation des électrons est d'autant plus grande que la température est plus élevée ; elle ne cesserait qu'au zéro absolu, c'est-à-dire moins deux cent soixante-treize degrés centigrades (—273° C). Les électrons sont des charges électriques et leur déplacement constitue un courant électrique qui, dans la résistance, fait apparaître des forces électromotrices de bruit ayant des fréquences absolument quelconques entre zéro et l'infini. Ces forces électromotrices sont caractérisées par leur tension de crête et par leur tension efficace résultante à condition de les mesurer pendant un temps qui ne soit pas infiniment court. Cette tension efficace exprimée en volts est la tension efficace de bruit moyen ; la puissance qu'elle engendre est proportionnelle à son carré et a pour valeur :

$$e^2 = 4\,k\,T \int_{f1}^{f2} R\,df$$

e = tension efficace de bruit moyen
k = constante de Boltzmann ($1{,}374 \times 10^{-23}$ Joule par degré)
T = température absolue (en degrés Kelvin)
R = résistance dans laquelle se manifeste l'agitation électronique
f1 f2 = intervalle de fréquence en Hertz ou Δf.

On nous pardonnera l'usage de ce « porte-manteau » qui fait hélas trop souvent figure d'épouvantail, quand on saura que cette formule peut s'écrire pratiquement :

$$e^2 = 4\,k\,T\,R\,(\Delta f)$$

A la température moyenne d'un laboratoire (+ 18° C) c'est-à-dire 291° K, on aurait :

$$e^2 = 1{,}6 \times 10^{-20} R\ (\Delta f)$$

Cette tension e se comporte comme une force électromotrice et on peut dire que tout se passe comme si la résistance R était la résistance interne d'une source de force électromotrice e débitant sur l'impédance R' du récepteur ; dans ces conditions la puissance de bruit recueillie par le récepteur sera):

$$Wr = R' \left[\frac{e}{R + R'} \right]^2$$

Elle sera minimale si R' = R, c'est-à-dire si le récepteur est « adapté » et la puissance maximale de bruit deviendra :

$$Wb = \frac{e^2}{4\,R}$$

Soit dans les conditions de l'exemple ci-dessus :

$$Wb = 0{,}4 \times 10^{-20}\ (\Delta f)$$

Ceci veut dire que pour une température déterminée, la puissance de bruit maximale est uniquement fonction de la bande passante du récepteur.

Comme en réalité le circuit d'entrée du récepteur n'est pas une résistance mais une impédance complexe, le bruit est alors fonction de cette impédance :

$$Z = \frac{L}{C\,R} = Q\,L\,\omega = \frac{Q}{C\,\omega}$$

L'antenne intervient aussi dans ce circuit ; sa résistance pure est très faible, mais ce qui compte c'est sa résistance de rayonnement vue par le circuit.

La puissance de bruit moyen est, nous l'avons vu, proportionnelle au carré de la force électromotrice de bruit ; comme ce carré est lui-même proportionnel à la résistance, ou à l'impédance, on en déduit facilement que la puissance est proportionnelle à la racine carrée de l'impédance. En concluant trop vite on pourrait croire qu'il suffit de diminuer cette impédance pour diminuer la puissance de bruit ; il n'en est rien, bien au contraire, car le signal à recevoir sera lui directement proportionnel à cette impédance, c'est vers les impédances élevées que nous nous dirigerons puisque le rapport signal sur bruit est proportionnel à la racine carrée de l'impédance ; or si nous avons un circuit à très haute impédance, il se trouve que sa bande passante sera bien supérieure à ce que nous recherchons et tout sera à recommencer. Nous devrons donc rechercher l'impédance la plus élevée compatible avec la bande passante désirée.

Tout ceci démontre bien que la mise au point d'un récepteur n'est pas chose aisée ; si on se borne à établir les circuits pour avoir la plus grande sensibilité, les signaux reçus seront noyés dans un souffle important ; au contraire nous devons rechercher le meilleur rapport du signal au bruit et cela ne peut être obtenu qu'en faisant varier les éléments du circuit d'entrée en recherchant les valeurs d'impédance compatible avec la bande passante que nous sommes obligés de nous fixer.

Les circuits qui suivent l'étage d'entrée, peuvent bien entendu être améliorés de la même façon et on ne devra pas les négliger, cependant leur influence est beaucoup plus faible. En effet, supposons un étage d'entrée ayant un facteur de bruit F1 et un gain G1 suivi d'un étage ayant un facteur de bruit F2 ; l'ensemble est équivalent à un circuit unique ayant un facteur de bruit F (1 + 2) tel que :

$$F\,(1+2) = F1 + \frac{F2\text{-}1}{G1}$$

Si le gain G1 est important le second facteur est négligeable et seul intervient F1, au contraire si G1 est limité (cas de certains convertisseurs THF à bande large), F2 peut avoir une influence.

III. — LES TUBES

Si un récepteur était parfait, le seul bruit que l'on constaterait serait uniquement dû à l'agitation thermique dans le circuit d'entrée et pour le diminuer il suffirait de le placer dans une chambre froide, ou comme on le pratique dans les cas acrobatiques, dans l'air liquide. En fait ce cas idéal n'est jamais réalisé car les tubes, les cristaux changeurs de fréquence, les semiconducteurs en général, sont également générateurs de bruit, et il semble bien que les tubes soient des champions en la matière.

Le bruit produit par les tubes est dû au fait que l'émission de la cathode n'est pas régulière mais très discontinue ; en outre le temps que ces électrons mettent pour aller de la cathode à l'anode ou temps de transit devient important par rapport à la fréquence (notamment en THF) et les électrons retarda-

taires se mettent à « valser » dans l'espace entre la grille et l'anode au rythme de la fréquence, leurs mouvements sont désordonnés et engendrent du bruit.

Pour évaluer les bruits produits par un tube on a imaginé de le remplacer par une résistance fictive qui, placée à l'entrée du récepteur, produirait à la température ambiante le même bruit que le tube. La valeur de cette résistance est donnée par les constructeurs dans leur catalogue sous le nom de « résistance équivalente de bruit ». Nous donnons fig. 1 un graphique où chaque tube figure en fonction de sa résistance équivalente de bruit et de sa pente. Ce graphique est assez ancien et les tubes modernes n'y figurent pas non plus que les nuvistors et les semiconducteurs. Toutefois il est intéressant de noter que les 6F4, 6AK5 (en triode), 6J6 et 6J4 si souvent utilisés en THF sont dans la zone la plus favorable du graphique.

On voit donc qu'il est possible d'agir par le choix du tube en recherchant le gain le plus élevé (proportionnel à la pente) et la résistance équivalente de souffle.

IV. — MESURE DU FACTEUR DU BRUIT D'UN RECEPTEUR

Pour définir la qualité d'un récepteur on a convenu de la caractériser par le facteur de bruit, défini comme étant le rapport entre le bruit réel ramené à l'entrée et le bruit théorique calculé. On a :

$$F = \frac{\text{Bruit réel mesuré}}{0{,}4 \times 10^{-20} (\Delta f)}$$

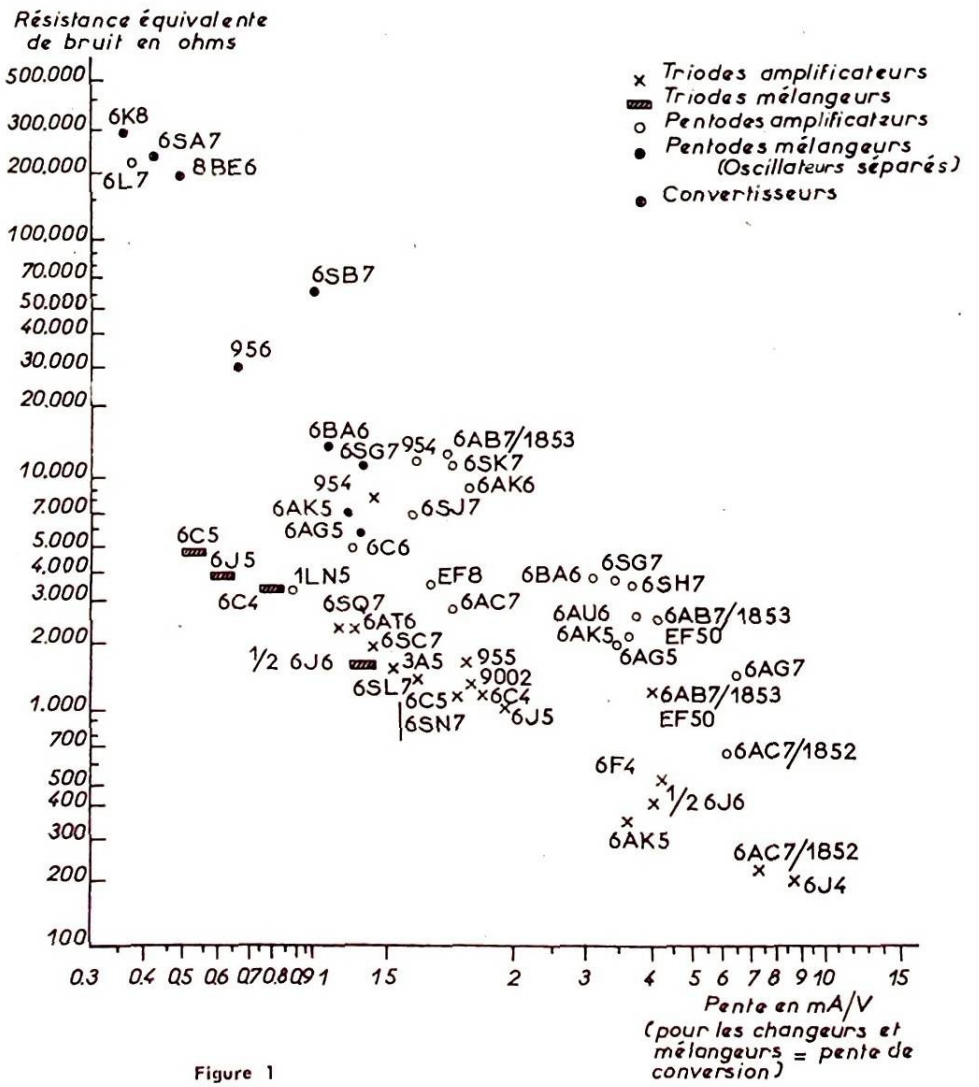


Figure 1

Ce facteur peut s'évaluer soit par le nombre qui mesure ce rapport, soit comme tout rapport en décibels (10 fois le logarithme du rapport des puissances).

Pour mesurer le bruit réel, on place à l'entrée du récepteur un générateur étalonné et à la sortie un détecteur quadratique suivi d'un appareil de mesure.

Il y a lieu d'abord de se livrer à un travail préparatoire. Il consiste à appliquer la haute fréquence du générateur directement sur le détecteur et de tracer la courbe des déviations de l'appareil de mesure en fonction de l'amplitude du signal ; la détection est quadratique si la déviation croît suivant le carré de la tension HF appliquée ou encore si la déviation double quand on augmente le signal de 3 dB.

Nous donnons figure 2 le schéma d'une sonde de mesure facile à exécuter dans un blindage ayant le volume d'un tube ; le cordon de liaison à l'appareil de mesure est constitué par un câble coaxial et se termine par un petit filtre passe-bas placé aux bornes de l'appareil de mesure ; on veillera particulièrement à la continuité des masses : gaine du coaxial, blindage de la sonde, châssis du récepteur.

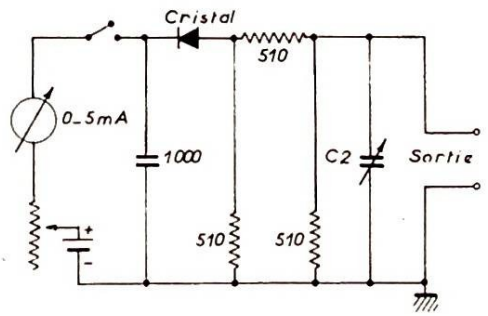


Figure 2

Le détecteur placé à la sortie de la MF du récepteur, on relève la courbe de réponse du récepteur de part et d'autre de la fréquence de mesure en notant les déviations de l'appareil de mesure en fonction des écarts de fréquence. Cela permet de déterminer la largeur de la bande pour une atténuation de 3 dB, valeur qui sera introduite dans la formule et permettra de déterminer le bruit théorique.

Pour mesurer le bruit réel on arrête le générateur étalonné en coupant la haute tension mais sans débrancher le générateur du récepteur afin que ce dernier reste relié à une source de bruit résistante qui est ici l'atténuateur du générateur. Le bruit produit par l'agitation thermique de la source et l'ensemble des bruits du récepteur produisent à la sortie du détecteur quadratique une déviation D1 de l'appareil de mesure. On remet en route le générateur étalonné et on règle l'amplitude du signal qu'il fournit de façon à obtenir une déviation D2 telle que :

$$D2 = 2 \times D1$$

On peut alors dire que la puissance du signal s'est ajoutée à la puissance de bruit et que ces deux puissances sont identiques ; il ne reste plus, connaissant la force électromotrice du signal, qu'à calculer la puissance appliquée au récepteur.

ATTENTION, car si on utilise un générateur dont la force électromotrice est E, la résistance interne R, et que l'on soit relié sur la sortie adaptée sur 75 ohms, on y trouve une force électromotrice U.

$$U = \frac{E}{2}$$

et

$$W = \frac{E^2}{4R} = \frac{U^2}{R}$$

(vérifier soigneusement sur la notice du générateur)

V. — GENERATEUR DE BRUIT

Au cours de ces essais, on s'apercevra très vite que sur des récepteurs bien étudiés, les puissances équivalentes de bruit sont toujours très faibles au point que l'atténuateur du générateur ne permet plus une mesure valable ; on doit avoir recours à un générateur de bruit.

Dans une diode à filament de tungstène, le courant de l'anode n'est limité que par la température du filament, on dit qu'il y a saturation. Ce courant anodique n'est pas seulement un courant continu mais une somme infinie de courants fluctuants comprenant toutes les composantes de fréquence de zéro à l'infini ; elles déterminent donc un bruit moyen :

$$I_n^2 = 2\ e\ I\ (\Delta f)$$

I_n = courant de bruit moyen en ampères
I = courant anodique coutinu en ampères
e = charge de l'électron $1{,}6 \times 10^{-19}$ coulomb
Δf = largeur de la bande passante du récepteur à mesurer.

La diode est généralement montée aux

bornes d'une résistance R (habituellement on prend R = 75 ohms) ; si le récepteur a une impédance d'entrée égale à R, la sortie du générateur est adaptée et on a W =

$$\frac{R\ I_n^2}{4} = \frac{2\ e\ I\ (\Delta f)\ R}{4} \cdot = \frac{1}{2} e\ I\ R\ (\Delta f)$$

Or, le facteur de bruit ayant pour valeur :

$$F_b = \frac{W}{k\ T\ (\Delta f)} = \frac{1}{2} \times \frac{e\ I\ R}{k\ T}$$

En prenant la valeur moyenne kT = 4×10, on a :

$$F_b = 20\ IR$$

Si on travaille toujours sur des récepteurs ayant la même valeur d'impédance d'entrée, on voit que le milliampèremètre continu du circuit anode peut être gradué directement en facteur de bruit.

La mesure se fait comme avec le générateur étalonné, c'est-à-dire que l'on branche le générateur de bruit d'abord éteint, on note une déviation D1, puis on allume le générateur et on règle le rhéostat de chauffage pour obtenir :

$$D2 = 2 \times D1$$

Il existe sur le marché une diode spéciale de bruit, la R 290 de Radiotechnique qui permet de faire des mesures de facteurs de bruit jusqu'à 20, soit 13 dB avec R = 50 ohms. On trouvera ci-dessous le schéma de montage d'un générateur de bruit utilisant cette diode. Nos lecteurs trouveront également la description d'un générateur de bruit à diode saturée dans le numéro de juin 1962, page 409, de Radio-REF.

On peut aussi monter un générateur de bruit à diode au germanium ou au silicium en faisant passer un courant continu en sens inverse de celui du redressement. Cela marche, mais ceux qui l'ont expérimenté vous diront qu'il est à peu près impossible d'étalonner un tel générateur. Nous préférons attendre que le procédé ait fait quelques preuves.

VI. — CONCLUSION

Les amateurs comme les scientifiques doivent suivre le progrès ; il n'est plus permis de monter un récepteur et qui plus est un convertisseur VHF ou UHF sans en éprouver et perfectionner les caractéristiques. La mesure et l'amélioration du facteur de bruit est une des conditions qui en feront un bon ou un piètre récepteur.

Nous avons déjà eu l'occasion de dire que le générateur de bruit était un outil indispensable, mais qu'il nous paraissait sortir des moyens de l'amateur isolé. De nos jours où naissent et s'épanouissent un peu partout des groupes locaux, il nous semble que la ligne de conduite pour ces groupes est la réalisation d'un laboratoire commun où tous les moyens individuels et toutes les ressources doivent être mis en commun pour le bénéfice de tous. La réalisation d'un générateur de bruit (et l'achat de la diode indispensable) doivent être la préoccupation qui suivra le générateur BF et le générateur HF ; tout juste accorderons-nous un léger avantage à l'appareil de mesure universel pourtant si utile.

Il est des anciens qui vous diront : « De mon temps, on n'avait pas besoin de tout cela », mais vous, les jeunes, vous savez qu'il faut ce qu'il faut, vous avez la foi, vous avez l'esprit d'entreprise et de réalisation, vous voulez montrer que les jeunes d'aujourd'hui ne sont pas inférieurs à ces jeunes d'avant-hier qui ont créé l'émission d'amateur ; alors pour une fois, que ce soient les jeunes qui montrent l'exemple du sérieux et de l'esprit scientifique.

BIBLIOGRAPHIE

DE GOUVENAIN : La technique du souffle.

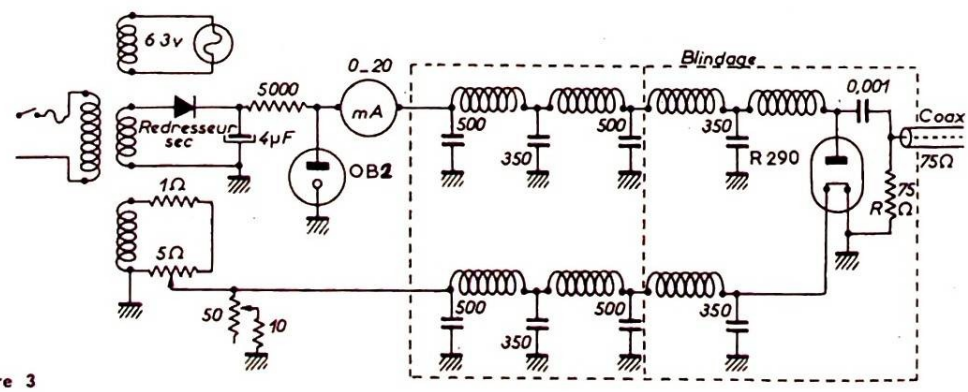


Figure 3