

ÉTUDE ET RÉALISATION D'UN RÉCEPTEUR DE TRAFIC

Le schéma

La figure 11 (p. 111) nous montre le schéma du récepteur tel qu'il est possible de l'établir en application des principes examinés dans la première partie de cette étude.

Le circuit d'entrée permet, à volonté, le branchement d'une antenne ordinaire ou d'un doublet (représenté en pointillé). Lorsque le cavalier de court-circuit est utilisé, l'extrémité inférieure des bobinages A (circuit d'antenne) se trouve reliée à la masse; pour le branchement d'une antenne symétrique, il suffit de retirer le cavalier précité et de brancher le doublet sur la borne ainsi rendue libre.

L'étage amplificateur H.F. est classique dans ses grandes lignes; il s'agit d'un montage cascade, dont les avantages ne sont plus à démontrer, et qui permet de disposer d'une assez forte amplification, tout en assurant à l'étage un excellent rapport signal/bruit.

Afin de faciliter la réalisation de l'appareil, nous avons opté pour un cascade simplifié, aucun circuit accordé n'étant prévu entre les deux triodes. Pour des raisons similaires, la charge de plaque de la seconde moitié de la 6BQ7 (L_2) est constituée par une résistance au carbone (10 k Ω); de même on peut constater que les bobinages utilisés ne sont pas des modèles à prise médiane. Aussi, certains de nos lecteurs ne manqueront-ils pas de se demander si les performances du récepteur n'ont pas eu à souffrir de semblables « aménagements ». Rassurons-les sans plus tarder: la perte de sensibilité observée par rapport à un montage plus orthodoxe (voir fig. 1c) est infime et sans commune mesure avec les avantages en résultant, notamment en ce qui concerne la mise au point: le montage adopté nous dispense, en effet, de tout neutrodynage de l'étage d'entrée et simplifie considérablement l'exécution du bloc de bobinages et des commutations correspondantes.

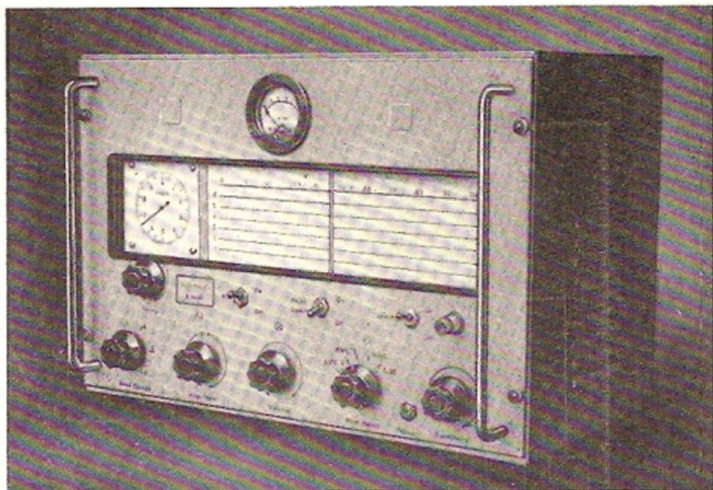
A signaler la présence d'un petit condensateur (CV 1 A) en parallèle sur le condensateur d'accord (CV 1) et permettant à tout moment d'ajuster la commande unique.

L'étage changeur de fréquence est du type à couplage cathodique et utilise deux tubes séparés afin d'obtenir le meilleur rendement possible. On remarquera l'alimentation un peu spéciale de la 6C4 et de la 6AK5, régulée par L_{23} (OA 2), et prise avant filtrage, afin de fournir à ces deux

Voir aussi

R. C.

n° 187



lampes une tension totalement indépendante des fluctuations engendrées par les étages soumis à l'action de la C.A.G.

L'amplificateur F.I. est à deux étages et réglé sur 600 kHz pour réduire les risques de gêne par fréquences-images. Les résistances de cathode des 6BA 6 ne sont pas découplées pour éviter, rappelons-le, tout désaccord possible des transformateurs F.I. sous l'effet de la C.A.G. ou de la commande manuelle de sensibilité.

Ouvrons d'ailleurs à ce sujet une petite parenthèse: dans la première partie, nous avons vu que l'on pouvait obtenir une compensation de la variation de capacitance des tubes (variation due à la modification de la tension de polarisation) au moyen d'une résistance, non découplée, insérée dans la cathode, la valeur de cette résistance étant, du reste, déterminée par le calcul.

Dans le cas qui nous occupe, la valeur préconisée pour une 6BA 6 est de 105 Ω , ce qui est de très loin supérieur à la valeur de la résistance normale de polarisation, soit 68 Ω . Pourquoi en est-il ainsi? Parce que la variation de capacitance par rapport à la capacitance d'entrée au cut-off ($\Delta C/C_0$) est élevée. Si donc nous réduisons le rapport $\Delta C/C_0$, nous diminuons la valeur de R_k nécessaire à cette compensation.

Nous pourrions y parvenir en augmentant, par exemple, la capacité d'entrée au cut-off, ce que nous réaliserons très facilement en insérant une petite capacité entre grille et cathode du tube considéré. Ce faisant, nous diminuons bien le rapport $\Delta C/C_0$ et, par la même occasion, la valeur de R_k nécessaire à la compensation. Une fois encore le calcul nous démontre qu'il suffit (dans le cas de la 6BA 6) d'un petit condensateur de 1,7 pF pour obtenir ce que nous recherchons, soit $R_k = 68 \Omega$. La pratique confirme, d'ailleurs, la théorie, aucun glissement de fréquence (et ce en dépit de la bande passante relativement étroite des circuits F.I.) ne venant contrarier la réception d'émetteurs O.C. même soumis à un fading des plus violents. Il n'est, pour se convaincre de l'efficacité du procédé, que de se livrer à l'écoute comparée d'un autre récepteur non muni de ce petit perfectionnement: même

les plus sceptiques doivent se rendre à l'évidence. Nous avons eu maintes fois l'occasion d'en faire la plaisante expérience.

Un commutateur dit de « Fonctions » complète le récepteur et permet d'adapter au mieux ce dernier aux différentes conditions de réception. Il est à quatre positions:

Position 1. — Réception normale; la tension de C.A.G. (non différée) est appliquée aux deux étages F.I. (L_1 et L_2); à noter que sur cette position (de même que sur les suivantes) il est toujours possible de régler manuellement la sensibilité générale du récepteur (potentiomètre P).

Position 2. — La C.A.G. est déconnectée; seule la commande manuelle de sensibilité est opérante.

Position 3. — Réception des ondes entretenues pures; la H.T. est appliquée à l'hétérodyne de battement (B.F.O.), laquelle donne une note audible, dont la « hauteur » peut être ajustée si besoin est. Afin de pallier une réduction de la sensibilité du récepteur par injection de l'énergie H.F. émise par l'oscillateur de battement dans les étages F.I., la C.A.G. est supprimée sur cette position.

Position 4. — Calibrage; mêmes éléments qu'en position 3, mais avec, en plus, application de la H.T. à l'oscillateur à quartz (L_{10}), ce qui permet à l'opérateur de se repérer en fréquence de façon très précise, soit tous les 200 kHz, soit tous les 1 000 kHz.

Ce contacteur voit son action complétée par celle de l'interrupteur I, permettant de couper temporairement la H.T. du récepteur (quand on passe sur émission), tout en offrant la possibilité de reprendre instantanément le contact avec son correspondant.

La détection n'appelle aucun commentaire spécial, pas plus d'ailleurs que les circuits auxiliaires qui sont en tous points conformes à la description que nous en avons déjà faite dans la première partie.

L'étage B.F. de puissance utilise une 6AQ 5 (L_4) avec des caractéristiques peu connues, bien que très intéressantes:

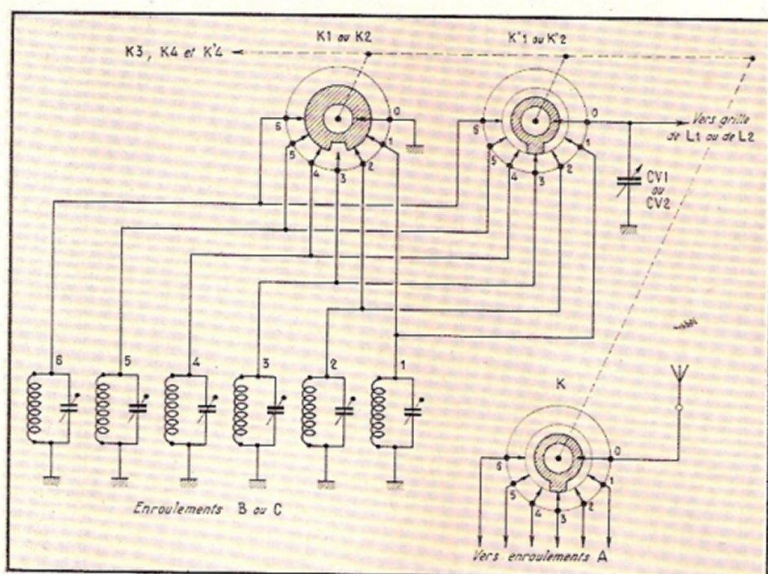
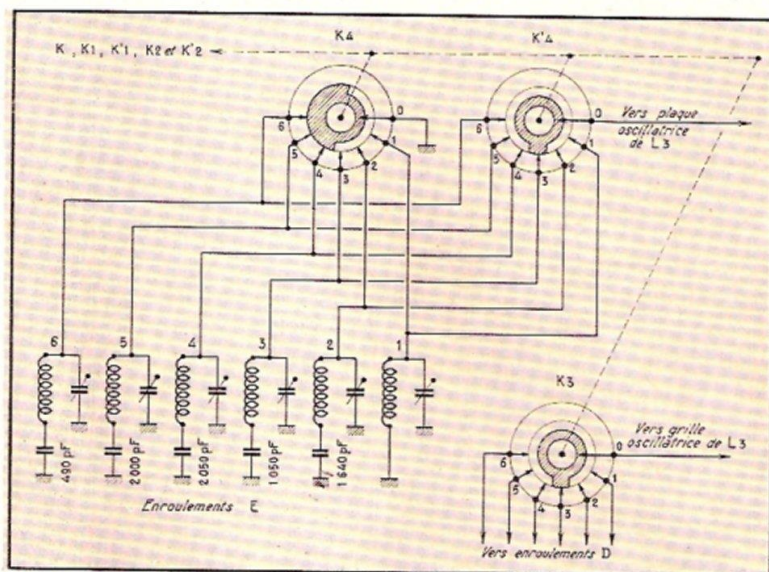


Fig. 12. — Principe de commutation des étages cascade et H.F. Les galettes K_1 et K_2 court-circuitent à la masse toutes les positions inutilisées.

Fig. 13. — Principe de commutation des bobinages oscillateurs (enroulements D et E). La galette K_4 doit être choisie conformément au dessin, de manière à ne court-circuiter que les bobinages des gammes inférieures en fréquence à la gamme en service.



$V_p = 320$ V; $V_e = 230$ V; $V_k = 13$ V. Grâce à sa tension d'écran limitée, la 6AQ5 devient un tube à courant plaque réduit ($I_p = 34$ mA; $I_o = 2$ mA). Quant à l'impédance de charge, elle monte à 8 000 Ω environ, ce qui permet de disposer d'une puissance modulée atteignant 5 W! Aussi en avons-nous profité pour appliquer

à l'ensemble des deux étages B.F. une contre-réaction de tension élevée, améliorant la courbe de réponse d'une manière non négligeable.

Une prise « Ecouteurs » est prévue; elle permet par enfichage du jack correspondant, de couper la sortie « Haut-parleur », le signal issu du secondaire du transforma-

teur de sortie étant alors dirigé sur une résistance de 2,5 Ω (égale à l'impédance du H.P.), ce qui, étant donné le montage adopté, ne change rien au circuit de contre-réaction.

L'alimentation, très simple, utilise une GZ 32; le transformateur est un modèle à fer saturé, pour les raisons invoquées précédemment.

Le matériel et les détails de montage

Le récepteur est réalisé sur un châssis en tôle cadmée de 1,5 mm d'épaisseur, mesurant 43 x 25 x 8 cm, accouplé à un panneau en duralinox de 4 mm d'épaisseur (*). Des barres de renfort en acier étiré donnent à l'ensemble une rigidité à toute épreuve; un capot en tôle de 1,2 mm d'épaisseur protège les divers organes; il est muni d'ouïes latérales destinées à l'aération de l'appareil.

Le condensateur variable est un modèle 3×97 pF (que l'on pourra réaliser à partir d'un modèle standard en enlevant une lame sur deux, soit 6 lames fixes et 6 lames mobiles par élément).

Il est fixé au châssis de façon rigide, contrairement à beaucoup de montages où les C.V. sont « flottants ».

Le cadran est un modèle professionnel (Wireless 4253) à double rapport de démultiplication (1/15 et 1/200) et rattrapage de jeu automatique; il comporte 6 lignes vierges sur lesquelles sont reportées, en fréquences et longueurs d'onde, les gammes couvertes par le bloc de bobinages. Celui-ci est fixé directement sous le C.V. pour réduire les connexions au minimum. Il couvre sans trou de 3 à 30 MHz, en 6 gammes.

Ses principales caractéristiques sont données dans le tableau de la page 112: elles permettent à tout technicien de mener à bien la réalisation des divers bobinages entrant dans sa composition.

Les figures 12 et 13 précisent les détails du système de commutation adopté. C'est ainsi que les galettes K_1 et K_2 court-circuitent à la masse toutes les positions inutilisées (étages cascade et H.F.). Toutefois, en ce qui concerne l'oscillateur, on remarquera que la solution adoptée (fig. 13) n'est pas aussi simple, la galette K_4 devant être choisie de manière à ne court-circuiter que les bobinages des gammes de fréquences inférieures à la gamme en service. S'il n'en était pas ainsi, on risquerait, en effet, d'observer des phénomènes d'absorption très gênants, pouvant amener un décrochage de l'oscillation. Il est à peine besoin de préciser que c'est la méconnaissance de cette règle, pourtant élémentaire, qui est à l'origine de bien des déboires

(*) Les éléments de tôlerie utilisés dans la réalisation du récepteur de trafic sont conformes au standard U.S.A. (19 pouces) et sont disponibles aux Ets TRANSRACK, 67, avenue de la République, Saint-Maur (Seine). Tél.: BUF. 87-58. La version adoptée sur notre maquette est celle du « Capot portable » ayant une hauteur de 7 unités (une unité représente 44,5 mm).

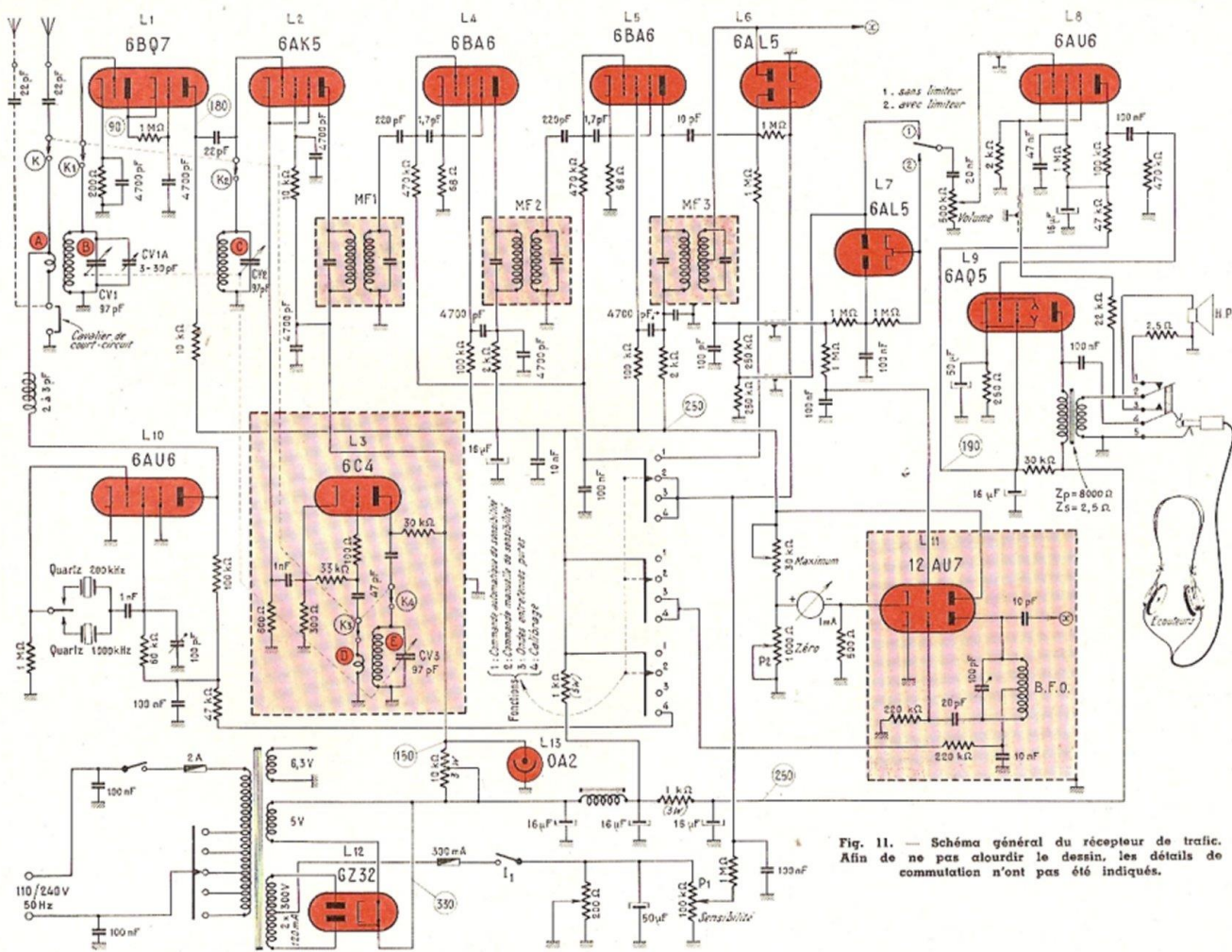


Fig. 11. — Schéma général du récepteur de trafic. Afin de ne pas alourdir le dessin, les détails de commutation n'ont pas été indiqués.

rencontrés par ceux qui réalisent eux-mêmes leurs bobinages : on s'efforcera de ne pas l'oublier.

Un mot encore, relatif aux transformateurs F.I. La solution la plus simple consiste évidemment... à les commander spécialement. Toutefois, pour ceux à qui le bricolage ne fait pas peur, nous conseillons de récupérer quelques vieilles « moyennes », si possible à pot fermé (mais démontables !), et, en s'aidant d'un grid-dip, de débobiner précautionneusement les enroulements en surveillant attentivement la valeur de la fréquence. C'est ce que nous avons fait, car la méthode est imbattable sur le plan... finances !

En se reportant au dessin de la figure 14 A, on constate que les transformateurs F.I. sont en ligne, afin d'obtenir un écartement maximal entre étages. De petits blindages en laiton, soudés sur les supports des 6 BA 6, séparent les circuits d'entrée et de sortie, s'opposant à tout risque d'accrochage ou d'instabilité de l'amplificateur F.I.

Toutes les prises de masse sont réalisées à même le châssis, à l'aide d'un gros fer à souder. Les condensateurs de petite valeur sont tous des modèles en céramique, y compris ceux de 10 000 pF dont le rôle est d'assurer d'excellents découplages H.F.

A noter que les supports de lampes sont en bakélite H.F., de préférence à ceux en stéatite, ces derniers amenant parfois des bris de lampes, ce qui, étant donné le prix de certains tubes, est une sage précaution.

La figure 14 B indique la position des diverses commandes sur le panneau avant du récepteur. Une certaine symétrie a été observée, ne nuisant en rien aux performances... et à l'esthétique de l'appareil. A ce propos, rappelons que l'on aura tout intérêt à utiliser une peinture glycérophatique pour la protection du coffret métallique, et que les diverses inscriptions pourront être réalisées à l'aide d'encre de Chine (au moyen d'un normographe), en les

protégeant ensuite par une couche de vernis incolore.

Les figures 14 C, 14 D et 14 E donnent toutes précisions nécessaires quant à l'agencement des bobinages et du contacteur de gammes, placés sous le châssis. On n'oubliera pas de prévoir, entre étages, les divers blindages nécessaires à une séparation efficace des circuits ; les galettes du contacteur seront choisies de bonne qualité (bakélite H.F. ou, mieux, stéatite). A titre indicatif signalons que nous avons utilisé, à notre plus grande satisfaction, les éléments type H de Jeanrenaud.

Mise au point et réglages

La mise au point est avant tout une question d'alignement des circuits, l'alimentation et la partie B.F. devant fonctionner du premier coup sans incident. Par mesure de précaution on relèvera, cependant, quelques tensions pour vérifier si tout est correct.

Cela étant fait, procéder alors au réglage des trois transformateurs F.I. sur 600 kHz. Etant donné que dans ce domaine l'a peu près n'est pas de mise, il faut, autant que possible, pouvoir disposer d'un générateur H.F. modulé en fréquence (ou volubateur) et d'un oscilloscope, afin de pouvoir observer directement sur l'écran de ce dernier la forme de la courbe de sélectivité et retoucher les réglages en conséquence : la méthode de la double trace est à conseiller, car elle permet de mettre en évidence les moindres défauts de symétrie de la courbe de résonance.

Régler ensuite le générateur pour obtenir la note la plus agréable à l'oreille, puis procéder à l'alignement des circuits d'entrée et d'oscillation locale.

Pour ce faire, débrancher le condensateur de l'oscillateur local (CV 3) et le remplacer par un C.V. de même valeur, de manière

à avoir un récepteur à deux commandes : la première réservée à la fonction accord, la seconde réservée à la fonction oscillateur.

A l'aide du générateur et du C.V. séparé, chercher sur le cadran du récepteur trois fréquences A, B et C se situant respectivement au début, au milieu et à la fin de chaque gamme. Régler les trimmers des circuits cascade et H.F. de manière que ces derniers couvrent les gammes prévues.

Rebrancher ensuite le condensateur variable de l'oscillateur local et accorder le générateur sur la fréquence A : ajuster le trimmer de l'oscillateur de manière à faire coïncider le réglage avec le point A du cadran.

Régler ensuite le générateur sur la fréquence C et retoucher le padding de l'oscillateur de manière à obtenir le réglage au point C. Cette dernière intervention ayant légèrement modifié le réglage du point A, reprendre ce réglage et retoucher le trimmer en conséquence. Puis vérifier à nouveau le point C, etc., jusqu'à concordance parfaite des réglages.

Placer alors le générateur sur la fréquence B ; en principe le réglage doit tomber juste. S'il n'en était pas ainsi, retoucher légèrement l'enroulement correspondant et reprendre les opérations d'alignement A et C, telles que nous venons de les décrire. Répéter ce processus d'alignement pour chacune des six gammes.

Il ne nous reste plus maintenant qu'à étalonner le cadran de notre S-mètre aux unités du code international R.S.T. Pour cela, il faut disposer d'un générateur dont on peut contrôler la tension de sortie à l'aide d'un microvoltmètre électronique.

L'antenne étant déconnectée et le récepteur ne captant aucune émission, amener l'aiguille du S-mètre au zéro électrique en agissant sur le potentiomètre Pa.

(Voir la fin page 130)

Caractéristiques des bobinages du récepteur de trafic

Gammes	Fréquences (MHz)	Diamètre du mandrin (mm)	NOMBRE DE TOURS UTILISES					Padding oscill. (pF)	OBSERVATIONS
			Cas code		H. F.		Oscillateur		
			Antenne (A)	Grille (B)	Grille (C)	Grille (D)	Plaque (E)		
1	31,5 - 20,8	15	3,5	4	4	3,5	4	zéro	Les enroulements A & D sont bobinés par dessus les enroulements B & E. Les enroulements A & D sont bobinés en bout (côté froid) des enroulements B & E.
2	21,5 - 14,2	15	4,5	8,5	8,5	5	9	1640	
3	14,6 - 9,6	15	5,5	13,5	13,5	5,5	14,5	1050	
Diamètres des fils sur les gammes 1 à 3 (en mm)			0,25 (émail et coton)	0,6 (émail)	0,6 (émail)	0,25 (émail et coton)	0,6 (émail)	Les bobinages des gammes 1 à 3 sont tous réalisés sur tubes filetés au pas de 1 mm.	
4	9,9 - 6,6	12	9,5	17,5	17,5	10,5	16,5	2050	Les enroulements A à E sont effectués en nids d'abeilles ; largeur : 4 mm ; espace entre enroulements A-B et D-E : 3 mm.
5	7,3 - 4,8	12	13	25	25	17	23	2000	
6	3 - 3,3	12	15	39	39	20	35	490	
Diamètre du fil sur les gammes 4 à 6 (en mm)			0,25, isolé une couche soie					Les bobinages des gammes 4 à 6 sont tous réalisés sur tubes lisses.	

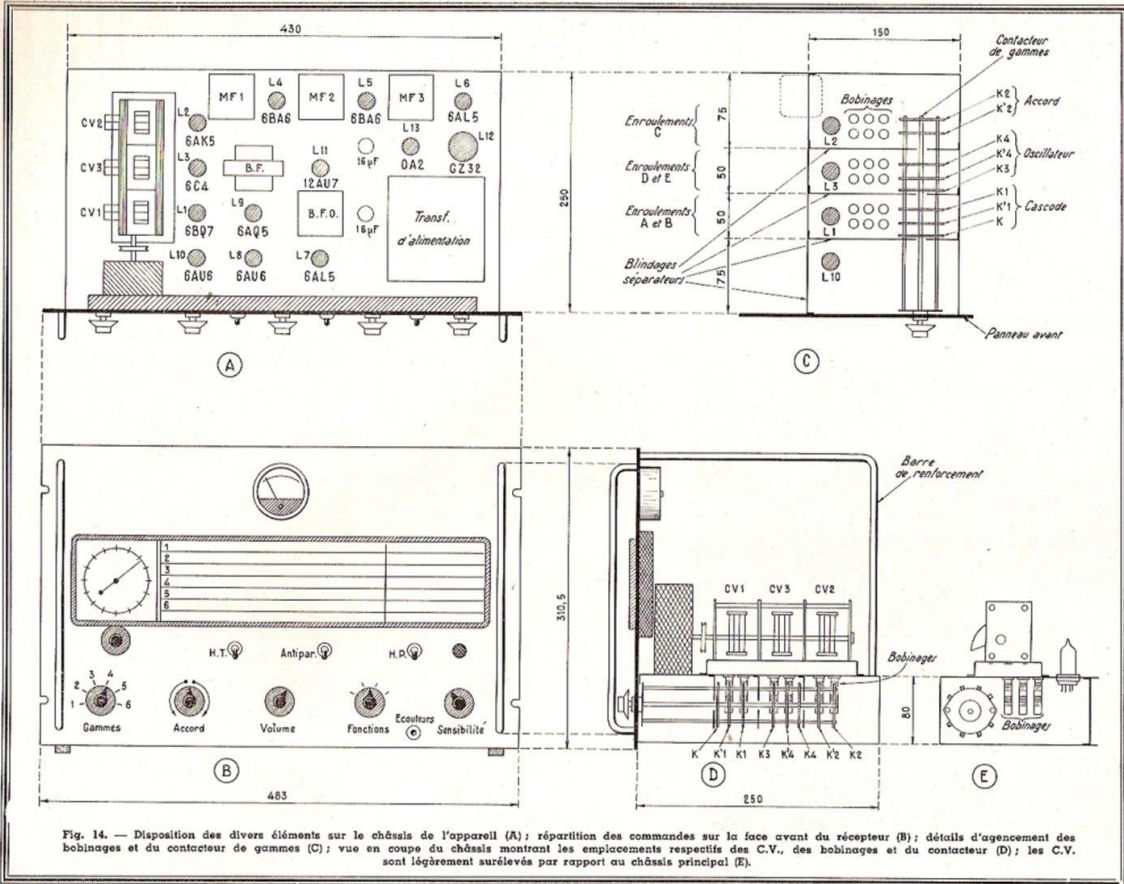


Fig. 14. — Disposition des divers éléments sur le châssis de l'appareil (A); répartition des commandes sur la face avant du récepteur (B); détails d'agencement des bobinages et du contacteur de gammes (C); vue en coupe du châssis montrant les emplacements respectifs des C.V., des bobinages et du contacteur (D); les C.V. sont légèrement surélevés par rapport au châssis principal (E).

RÉCEPTEUR DE TRAFIC

(Fin de la page 112)

Rebrancher l'antenne et, la sensibilité étant poussée au maximum, rechercher une station se trouvant à la limite d'audibilité. Repérer sur le cadran du S-mètre la position occupée par l'aiguille : ce sera la position S.

Débrancher à nouveau l'antenne et attacher l'entrée du récepteur par le générateur

Conclusion

Elaboré à la suite de nombreuses années de pratique, le récepteur de trafic que nous venons de décrire est une réalisation bien au point, dont les performances sont capables de combler les vœux de plus d'un amateur-émetteur.

Toutefois, cet appareil ne saurait prétendre au titre de « récepteur de grand trafic », ce qualificatif étant réservé à des réalisations comportant des perfectionnements plus poussés.

Aussi pensons-nous pouvoir bientôt combler cette lacune en présentant aux

lecteurs de cette revue un appareil relevant de cette classe, actuellement au stade des essais, et qui aura pour caractéristiques principales :

- Réception en AM et FM ;
- Bloc rotacteur ;
- Deux étages H.F. ;
- Double changement de fréquence ;
- Filtre à quartz ;
- Sélectivité variable, etc.

L'appareil est, bien entendu, entièrement transistorisé et d'un volume des plus réduits. Il fonctionne indifféremment sur secteur ou sur batterie automobile.

Mais que d'ici là nos lecteurs se lancent sans regret dans la réalisation d'un récepteur identique à celui dont nous venons de les entretenir, ne serait-ce que pour « se faire la main » ; les résultats qu'ils obtiendront ne les décevront certainement pas. Nous leur souhaitons à tous de fructueux « DX ».

CH. DARTEVELLE.

Documentation :

Technique de l'émission-réception sur ondes courtes, par Ch. Guilbert. Société des Editions Radio.

Technique et application des tubes électroniques, par H.J. Reich. Société des Editions Radio.

Technique de la modulation de fréquence, par H. Schreiber. Société des Editions Radio.

Etude et réalisation d'un récepteur de trafic

La réalisation d'un récepteur de trafic est une chose délicate qui, si l'on ne veut aboutir à des résultats décevants, demande un minimum de connaissances tant théoriques que pratiques. Sachant, par expérience, que la réunion des renseignements nécessaires est souvent fastidieuse, nous avons voulu faciliter la tâche aux lecteurs intéressés par la question en leur présentant un « digest » du problème. Ils trouveront donc, dans les lignes qui vont suivre, outre les renseignements propres à les aider dans la réalisation d'appareils destinés à la réception des ondes courtes, la description d'un récepteur de trafic construit d'après ces données et servant d'illustration à celles-ci.

Première partie : La conception

Amplificateur H. F.

Le rôle dévolu à l'étage d'entrée d'un moderne récepteur de trafic, est de première importance. Ne doit-il pas, en effet, assurer une adaptation correcte de l'impédance d'antenne, s'opposer au rayonnement de l'oscillateur local, diminuer la gêne due aux fréquences-images, enfin et surtout permettre d'obtenir une sensibilité utilisable élevée ?

L'obtention de tels résultats implique, lors de la réalisation pratique de l'étage, l'observance très stricte de certains principes relatifs à l'établissement des bobinages d'accord et au choix de la lampe d'entrée : nous allons du reste les passer successivement en revue.

C'est ainsi, qu'avant toute chose, il faut s'efforcer de réaliser un circuit accordé à coefficient de surtension et rapport L/C élevés, les performances du récepteur dépendant en grande partie de la qualité de ce premier circuit. N'oublions pas, en effet, que le souffle dû à un circuit augmente selon la racine carrée de sa bande passante, d'où l'intérêt de le rendre aussi sélectif que possible. Certes,

quand il en est ainsi, l'impédance du circuit est très grande et certains ne manquent pas d'objecter que cette augmentation de l'impédance du circuit, si elle amène un accroissement du niveau du signal reçu, apporte également un renforcement du souffle produit par ce circuit. Précisons, toutefois, que le signal reçu augmente linéairement, alors que le souffle produit par le circuit n'augmente que selon la racine carrée de l'impédance : si donc la qualité du circuit augmente de deux fois, le signal reçu augmente de deux fois également mais le souffle ne se trouve renforcé que de $\sqrt{2} = 1,4$ fois. En définitive, le rapport signal/souffle a donc augmenté de $2\sqrt{2} = 2,8$ fois.

Pour toutes ces raisons, on a du reste intérêt à réaliser un bobinage à prise, comme indiqué sur la figure 1 a ; par la prise médiane on ne prélève certes que la moitié de la tension disponible aux bornes du circuit, mais, ce faisant, on réduit au quart de sa valeur primitive l'amortissement apporté par la lampe d'entrée. Comme on diminue en même temps la capacité d'accord, on obtient un meilleur rapport L/C, et, pratiquement, la perte de sensibilité est négligeable.

Il faut également que le couplage avec l'antenne soit très serré. Il est évident qu'un tel couplage ne donne pas le signal maximal, mais il procure bien le rapport signal/souffle le plus élevé. Il faut ensuite que l'antenne soit peu amortie.

Enfin, l'accord du premier circuit doit pouvoir suivre exactement les accords des autres circuits H.F., d'où l'utilité d'un petit condensateur variable, connecté aux bornes du condensateur principal (fig. 1 b) : il est ainsi possible de parfaire, à chaque instant, la commande unique. Les résultats sont, du reste, loin d'être négligeables puisqu'ils se chiffrent par un affaiblissement de 30 dB de la fréquence image à 20 MHz. Toutes ces précautions permettent d'obtenir un circuit oscillant d'entrée présentant, à la résonance sur la fréquence désirée, une impédance très élevée, ce qui est bien le but recherché.

Quant au choix de la lampe d'entrée, il s'avère des plus délicats. Contrairement à une opinion très répandue, la lampe d'entrée ne doit pas être choisie uniquement en fonction de l'importance de sa pente, le rôle principal de l'étage H.F. n'étant pas d'amplifier fortement le signal. Certes, l'amplification fournie par cet étage n'est pas à dédaigner, mais cette considération doit, dans le choix de la lampe, passer après d'autres plus importantes, telles que la résistance équivalente de souffle, l'impédance et la capacité d'entrée.

Le souffle de la première lampe étant amplifié par les autres étages, il convient de réduire celui-ci au minimum en choisissant une lampe à faible résistance équivalente de souffle et en utilisant cette dernière, dans un montage cascade (fig. 1 c), lequel est caractérisé par une amplification intéressante et un souffle des plus réduits. Les formules suivantes permettent de calculer avec assez d'approximation la résistance équivalente de souffle des tubes qui peuvent nous intéresser :

Tubes triodes : $R_{eq} = 2,8/S$;

Tubes pentodes :

$$R_{eq} = \frac{I_a}{I_e} \left(\frac{2,8}{S} + \frac{20 I_a}{S^2} \right) ;$$

avec :

I_a = courant plaque
 I_e = courant cathode (en milliampères ;
 I_e = courant écran
 S = pente en milliampère/volt.

Un autre facteur, non moins important, entre également en ligne de compte : l'impédance d'entrée. Cette impédance d'entrée, plus ou moins élevée selon le type de lampe, est essentiellement variable, mais en aucun cas elle ne doit être confondue avec la résistance interne qui, elle, est fixe quelle que soit la fréquence d'utilisation. Comme elle équivaut à une résistance placée en parallèle sur le circuit d'entrée, il convient de choisir un tube présentant une impédance d'entrée aussi grande que possible, sinon, dès que la fréquence augmentera, l'amortissement du circuit sera tel que le gain tombera pratiquement à une valeur ridiculement faible.

Rappelons que l'impédance d'entrée est formée, à la fois, par la capacité d'entrée (grille-cathode), par l'inductance des électrodes du tube et par le déphasage (introduit aux fréquences élevées) entre la tension d'entrée et la tension de sortie, dû au temps de transit des électrons dans le tube. Dépendant simultanément d'une capacité, d'une inductance et d'un temps de transit, l'impédance d'entrée est de la forme :

$$Z_e = \frac{1}{k F^n} ;$$

k étant un coefficient constant pour un type de tube donné et F étant la fréquence d'utilisation.

Signalons, en passant, que cette impédance d'entrée peut être augmentée artificiellement au moyen de deux procédés : en augmentant la polarisation (mais alors la pente diminue rapidement) ; en faisant appel à la contre-réaction d'intensité (ce procédé étant infiniment plus séduisant que le précédent, pour des raisons que nous étudierons plus loin).

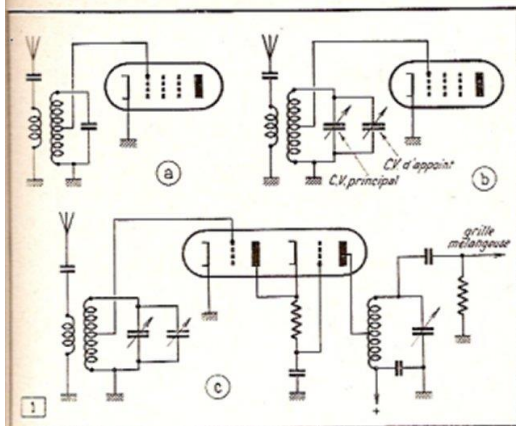
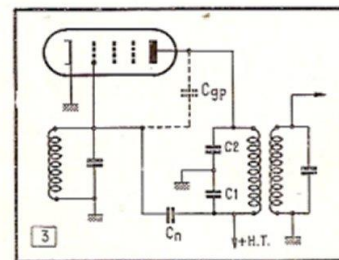
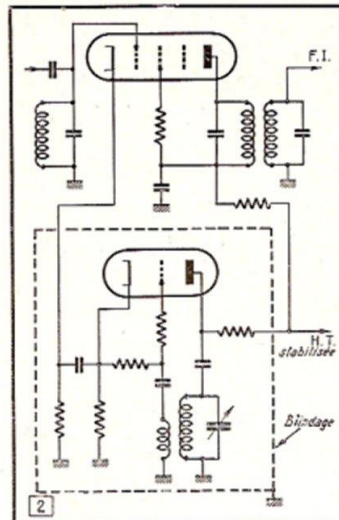


Fig. 1. — Pour diminuer l'amortissement apporté par la lampe d'entrée, on a tout intérêt à réaliser un bobinage à prise (a) ; grâce à un petit condensateur en parallèle sur le C.V. principal, il est possible de parfaire, à chaque instant, la commande unique (b) ; le montage cascade est tout indiqué pour l'étage d'entrée d'un récepteur de trafic (c).

Fig. 2. — Le changement de fréquence à couplage cathodique, étant donné ses très nombreux avantages, est particulièrement intéressant sur un récepteur destiné à la réception des ondes courtes.

Fig. 3. — Principe du neutrodynamage plaque.



Un dernier facteur entre en ligne de compte, et que nous ne devons pas négliger : la capacité d'entrée, qui doit être aussi faible que possible, cela pour deux raisons :

La première, pour réduire le risque de désaccord du circuit d'entrée sous l'effet de la commande automatique de gain (C.A.G.). La capacité d'entrée diminuant, en effet, au fur et à mesure que la polarisation augmente (et se trouvant en parallèle sur la capacité d'accord), le glissement de fréquence sera d'autant plus faible que cette capacité sera plus réduite.

La deuxième, pour éviter une réduction de l'impédance du circuit d'entrée aux fréquences élevées. En effet, la capacité d'entrée s'ajoutant à celle placée aux bornes du circuit oscillant, à partir d'une certaine fréquence la bobine de ce circuit aurait une inductance inférieure à celle qu'elle aurait normalement si cette capacité parasite n'existait pas.

Le tube d'entrée étant d'autant meilleur que son impédance d'entrée est plus élevée et que sa résistance équivalente de souffle est plus faible, il semble que l'on puisse parler du coefficient de qualité d'une lampe. En pratique ce coefficient est défini comme étant égal à la racine du quotient de l'impédance d'entrée (Z_e) d'une lampe, à la fréquence d'utilisation, par sa résistance équivalente de souffle (R_{eq}) (l'impédance d'entrée variant comme le carré de la fréquence). Par suite, nous pouvons écrire que le facteur de qualité d'un tube est de la forme :

$$F_Q = \sqrt{\frac{Z_e}{R_{eq}}}$$

Etage changeur de fréquence

Trois points doivent caractériser cet étage :

- pente de conversion élevée ;
- faible souffle ;
- absence de glissement de fréquence.

Pour arriver à ces résultats, il importe, avant tout, d'opérer un choix entre les

deux modes de conversion possibles : *conversion multipliatrice* et *conversion additive*. Le premier est celui employé couramment : il fait appel à des hexodes ou à des heptodes, l'oscillation locale étant produite par la partie triode, et le signal reçu étant appliqué à la grille de commande du tube. Toutefois, ce mode de conversion ne peut être retenu, car il est caractérisé par un faible gain et un souffle assez élevé : en effet, la résistance équivalente de souffle du montage se situe aux environs de 75 k Ω , ce qui est absolument inadmissible pour un récepteur de trafic.

La préférence doit plutôt être accordée à la *conversion additive*, dans laquelle le signal reçu et l'oscillation locale sont injectés sur une même grille. Le principal avantage de ce mode de conversion est de permettre, par rapport au précédent, un gain de conversion assez important. En pratique, on observe, pour la pente de conversion, une valeur comprise entre 0,3 et 0,45 de la pente nominale du tube utilisé.

Autre avantage de ce procédé : diminution très sensible du souffle, la résistance équivalente de souffle oscillant de 2 000 à 10 000 Ω pour les triodes et de 10 000 à 30 000 Ω pour les pentodes. La formule suivante permet de calculer cette résistance équivalente :

$$R_{eq} = \frac{10}{S_a} (a + 1,5), \text{ en kilohms.}$$

S_a étant la pente statique du tube (exprimée en milliampère/volt) et a un coefficient (nul pour les triodes) qui, pour les pentodes, est :

$$a = \frac{8 \times I_e \times I_a}{I_c \times S_a}$$

avec :

I_a = courant d'anode } en milliampères,
 I_e = courant d'écran }
 I_c = courant de cathode }

S_a = pente statique (en milliampère/volt).

Mais un autre problème se pose, qui est celui de l'amplitude des oscillations locales. En effet, pour obtenir une pente de conversion élevée, il est nécessaire

d'avoir une grande amplitude des oscillations locales. Mais, ce faisant, on augmente les risques de perturbation par battements parasites, ceux-ci étant d'autant plus nombreux que l'amplitude du signal est plus forte. Il y a donc un compromis à respecter que l'on peut d'ailleurs réaliser très aisément en adoptant le couplage cathodique (fig. 2), ce dernier nécessitant, à pente de conversion égale, une plus faible amplitude des oscillations locales que le montage classique (*). Rappelons-en brièvement les avantages :

- constance du gain de conversion ;
- diminution de la résistance équivalente de souffle ;
- diminution de la capacité d'entrée ; en effet, en supposant que C_e soit la capacité d'entrée sans contre-réaction, la capacité d'entrée avec contre-réaction devient égale à

$$C_e' = \frac{C_e}{1 + S_a R_e}$$

(*) Voir notamment à ce sujet le remarquable ouvrage de la bibliothèque technique Philips « Utilisation du tube électronique dans les appareils récepteurs et amplificateurs », tome IV, p. 160, et où les auteurs décrivent précisément un changement de fréquence par couplage cathodique, réalisé au moyen d'une triode-heptode ECH 21.

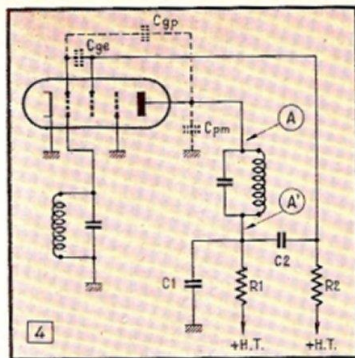
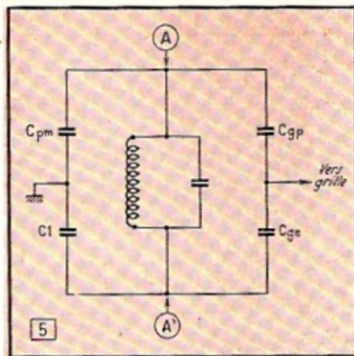


Fig. 4. — Avec un tube pentode, le neutrodynage grille-écran est beaucoup plus facile à réaliser que le neutrodynage plaque.

Fig. 5. — Ce schéma permet de comprendre comment s'effectue le neutrodynage par grille-écran.



S_a étant la pente dynamique du tube et R_c la résistance de cathode.

— augmentation de la résistance interne : c'est ainsi que si q est la résistance interne en l'absence de contre-réaction, cette résistance interne avec contre-réaction est égale à :

$$q' = q(1 + S_a R_c) + R_c$$

— augmentation de l'impédance d'entrée : dans ces conditions, l'impédance d'entrée Z_e sans contre-réaction, devient en présence d'une contre-réaction, égale à :

$$Z_e' = Z_e(1 + S_a R_c)$$

Ces avantages, est-il besoin de le préciser, sont particulièrement intéressants en ondes courtes.

Reste la dérive de fréquence de l'oscillation locale et pour laquelle tout doit être fait afin de la réduire au minimum. C'est ainsi que la dérive d'origine thermique sera réduite à des proportions acceptables en choisissant une lampe dont les variations de la capacité d'entrée sont faibles en fonction de l'échauffement et en employant des « ajustables » à coefficient de température négatif.

Pour éviter toute variation de la capacité dynamique d'entrée sous l'effet de la C.A.G., aucune tension d'antifading ne sera appliquée à l'étage, ce qui, au point de vue souffle, ne peut que présenter des avantages.

Quant à la stabilisation des variations de la tension secteur, le seul moyen vraiment efficace consiste en l'emploi d'un transformateur d'alimentation à fer saturé. Certes, les stabilisateurs à gaz régulent bien la H.T., mais précisons que, contrairement à une opinion assez répandue, ce n'est pas de la haute tension que dépend totalement la dérive, l'instabilité lente étant due, en grande partie, à la variation de la tension filament de l'oscillatrice.

Amplificateur F.I.

Rappelons brièvement les caractéristiques auxquelles un amplificateur à fréquence intermédiaire, destiné à un récepteur de trafic, doit satisfaire :

- faible bruit de fond ;
- grande stabilité ;
- sélectivité élevée ;
- rejet satisfaisant de la fréquence-image.

Avant toute chose, il convient de fixer la valeur de la fréquence intermédiaire à

adopter. Comme les fréquences-images sont surtout gênantes en ondes courtes, l'emploi d'une fréquence intermédiaire élevée paraît tout indiqué. Malheureusement, cette solution entraîne un manque de sélectivité : c'est ainsi qu'un amplificateur F.I. centré sur 3 MHz donne une sélectivité insuffisante sur les fréquences inférieures à 15 MHz. La solution d'une F.I. élevée convient seulement à la réception des ondes métriques ; elle ne peut convenir dans le cas de la réception des ondes décimétriques.

Pratiquement d'ailleurs, une F.I. centrée sur 1 000 kHz constitue un maximum pour un récepteur couvrant de 30 MHz à 3 MHz. Toutefois, l'établissement d'un amplificateur F.I. à 1 000 kHz présente quelques difficultés et le récepteur perd en sélectivité : l'emploi d'un filtre à quartz est alors nécessaire, ce qui complique d'autant la réalisation de l'appareil.

A notre avis, la meilleure solution est celle du double changement de fréquence : le premier amplificateur F.I. fonctionnant sur 2 MHz et le deuxième sur 130 kHz environ. On obtient ainsi une fréquence-image sans aucune gêne et une sélectivité remarquable grâce aux transformateurs accordés sur 130 kHz. Cependant, la réalisation d'un récepteur à double changement de fréquence est assez délicate et sort généralement des possibilités de l'amateur, insuffisamment outillé. Pour cette dernière raison, il est préférable d'opter pour un moyen terme et de fixer son choix sur un amplificateur F.I. à deux étages accordés sur 600 kHz, valeur garantissant une bonne sélectivité et une réjection satisfaisante de la fréquence-image (à condition d'utiliser un circuit d'entrée d'excellente qualité).

Deux étages d'amplification étant nécessaires pour obtenir un gain suffisant, et les tubes utilisés étant choisis à forte pente, certains artifices doivent être employés en vue d'éliminer toute réaction dans l'amplificateur F.I. Cette réaction risque, en effet, d'être gênante, même si elle ne conduit pas au phénomène le plus redouté des techniciens : l'accrochage. On doit donc s'efforcer de réduire à néant cette réaction car, même dans le cas où elle n'est pas suffisamment forte pour entraîner la génération d'oscillations spontanées, elle risque de créer une déformation de la courbe de résonance, phénomène fort fâcheux. Cette réaction est généralement à porter au passif de la capacité grille-plaque, réinjectant le signal sur

la grille avec un déphasage de 90°. Pratiquement alors la courbe de réponse obtenue est asymétrique, son sommet penchant vers les fréquences basses, et le phénomène est d'autant plus sensible que la bande passante est plus étroite. A cela, un seul remède : le neutrodynage.

A ce propos, citons pour mémoire le neutrodynage plaque (fig. 3) qui consiste à prélever une partie de la tension du circuit de plaque à l'extrémité du circuit opposée à cette électrode et à l'injecter sur la grille de la lampe. Théoriquement, la compensation de la capacité grille-plaque est obtenue quand on a :

$$C_1/C_a = C_{gp}/C_n$$

Etant donné qu'avec des pentodes la capacité grille-plaque est très faible (souvent inférieure au centième de picofarad), il est très difficile de réaliser un condensateur de neutrodynage (C_n) possédant la valeur adéquate. On préfère alors procéder au neutrodynage par la grille-écran, le condensateur de neutrodynage étant remplacé par la capacité écran-grille (fig. 4).

En se reportant à la figure 5 on peut constater qu'il s'agit d'un montage en pont, dont l'équilibre est atteint quand :

$$C_1 = \frac{C_{pm} \times C_{ge}}{C_{gp}}$$

C_{pm} étant la capacité plaque-masse, C_{ge} la capacité écran-grille et C_{gp} la capacité grille-plaque. Etant donné que la valeur de la capacité plaque-masse oscille aux alentours de 10 pF, et que la capacité écran-grille d'une pentode à forte pente est de l'ordre de 5 pF, on arrive pour C_1 à une valeur de l'ordre de 5 000 pF.

Dans le schéma de la figure 4, le condensateur C_2 transmet la tension de neutrodynage à la grille-écran de la pentode. Pour obtenir un fonctionnement satisfaisant, la valeur de C_2 doit être choisie de manière que son impédance soit faible par rapport à la résistance R_2 . Un condensateur compris entre 1 000 et 5 000 pF convient généralement.

Dernière précision : la résistance de R_1 doit être supérieure à l'impédance de C_1 , ce qui, en pratique, ne crée aucune difficulté. Grâce à l'adoption du neutrodynage par grille-écran, les risques d'instabilité de l'amplificateur F.I. sont pratiquement réduits à néant. Cela ne dispense pas toutefois des précautions de câblage classiques qui ne doivent nullement tenir compte de l'esthétique.

Détection, antifading, commande de sensibilité

Une détection genre « Sylvania » peut paraître, à première vue, préférable à une détection diode, cette dernière ayant pour principal défaut d'amortir considérablement le dernier transformateur F.I.; et de fait, l'on rencontre des récepteurs de trafic équipés d'une détection cathodique.

La détection diode, dans le cas qui nous occupe, est cependant à préférer. Tout d'abord à cause de sa relative simplicité, ensuite parce que l'amortissement apporté par elle peut être assez aisément combattu, enfin et surtout parce qu'elle permet de réaliser, ainsi que nous le verrons plus loin, un excellent limiteur de parasites, à réglage de seuil automatique.

L'établissement du circuit antifading soulève, quant à lui, d'autres problèmes : doit-on, ou non, faire appel à une C.A.G. amplifiée ? A première vue, il peut paraître séduisant d'amplifier la tension de C.A.G., le fonctionnement de l'antifading étant d'autant plus efficace que cette tension est plus élevée.

Toutefois, ce procédé doit être écarté, ne serait-ce que du fait de la réapparition du souffle. En effet, par suite d'une tension de C.A.G. trop forte, les tubes qui y sont soumis, sont amenés à travailler dans des régions de la caractéristique où leur pente est faible. Or, le souffle d'un tube croît très rapidement en fonction de la diminution de la pente. Il ne servirait donc à rien d'utiliser des tubes à grande pente (donc théoriquement à faible souffle) si, par suite d'une commande de C.A.G. trop énergique (amplifiée, par exemple) on était amené à les faire travailler dans des régions de la caractéristique où leur pente serait nécessairement faible.

Reste à savoir si l'antifading doit être différé, ou non. Nous inclinons pour la seconde version, la pratique nous ayant appris que la perte de sensibilité apportée par un antifading non différé était négligeable sur les signaux faibles. Du reste, avec un tel montage (fig. 6), on évite la distorsion sur les signaux à tension critique, c'est-à-dire voisins du seuil de la détection : avec un antifading différé, il se produit, en effet, un amortissement variable du transformateur F.I., créant une distorsion gênante, que l'on ne trouve pas avec le montage normal étant donné que l'amortissement demeure constant.

Puisque nous en sommes à cette importante question de l'antifading et de ses répercussions éventuelles sur le comportement des circuits qui y sont soumis, il nous reste à traiter l'un des principaux aspects du problème : le désaccord des circuits oscillants sous l'effet des variations de tension de la C.A.G.

Ce désaccord est dû à la capacitance d'entrée des tubes qui, rappelons-le, varie en fonction de la transconductance, la capacitance augmentant lorsque la pente du tube devient, pour une raison quelconque, plus importante. Ce phénomène

étant d'autant plus gênant que la bande passante des circuits est plus étroite et que les variations du niveau du signal d'entrée, dans un temps donné, sont plus importantes, on comprend qu'il soit particulièrement important sur les récepteurs de trafic équipés, par définition, de circuits sélectifs et travaillant sur les bandes ondes courtes où il n'est pas rare de voir l'intensité du signal reçu, varier en quelques secondes dans un rapport de 1 à 1 000 voire davantage.

En d'autres termes, si l'on règle le récepteur sur une station à un moment où le signal d'entrée est intense, on s'expose à perdre le contact avec cet émetteur lorsque le signal reçu s'affaiblira, la solution consistant alors à retoucher l'accord de l'appareil. D'ailleurs, quand le signal redeviendra à nouveau suffisamment intense, l'accord des circuits oscillants (soumis à l'effet de la C.A.G.) glissera à nouveau et l'on devra reprendre l'accord du récepteur. Dans ces conditions, la réception d'émetteurs travaillant en ondes courtes, et affectés d'un fading important, risque d'être quelque peu fastidieuse : c'est pourtant ce qui se passe sur la quasi-totalité des récepteurs que nous avons eu l'occasion d'examiner, leurs constructeurs n'ayant sans doute pas jugé utile de se pencher sur un problème apparemment si anodin... et pourtant aux répercussions si désagréables !

Ce qui vient d'être dit à propos de la C.A.G. est également valable en ce qui concerne la commande manuelle de sensibilité, au moyen de laquelle il est possible de polariser plus ou moins négativement les grilles des étages amplificateurs F.I. Il convient donc, pour éviter ce défaut, de s'entourer d'un certain nombre de précautions.

Plusieurs remèdes sont possibles, parmi lesquels l'emploi de capacités d'accord de forte valeur : on ne peut cependant augmenter indéfiniment ces dernières sans diminuer sensiblement le gain et la sélectivité des circuits intéressés. Aussi préférons-nous de beaucoup le procédé permettant de compenser cette variation de capacitance au moyen de résistances de cathode non shuntées. En pratique cette compensation est parfaite lorsque le produit de la pente et de la résistance de cathode est égal au rapport de l'accroissement de capacitance à la capacitance grille-cathode, c'est-à-dire quand :

$$S_{gk} \times R_k = \frac{\Delta_c}{C_0}$$

avec S_{gk} = pente grille-cathode ;

R_k = résistance de cathode ;

Δ_c = accroissement de capacitance au point de fonctionnement normal ;

C_0 = capacitance d'entrée au cut-off.

Précisons que la pente grille-cathode (S_{gk}) est pratiquement égale au produit de la pente grille-plaque (S_{gp}) par le rapport existant entre le courant de cathode et le courant de plaque :

$$S_{gk} = S_{gp} \times \frac{I_k}{I_p}$$

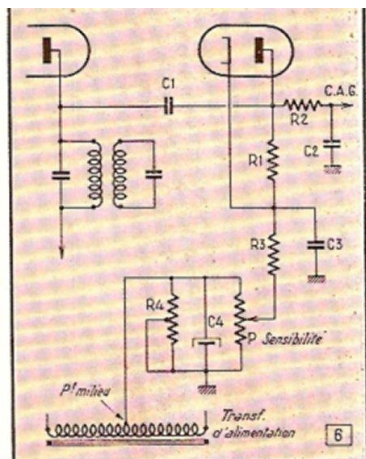


Fig. 6. — La commande automatique de gain, associée à la commande manuelle de sensibilité, est du type non différé.

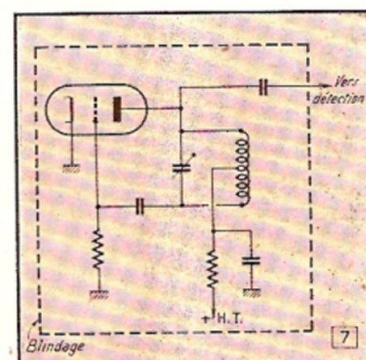


Fig. 7. — L'oscillateur de battement (B.F.O.) n'est autre qu'un oscillateur H.F. de bonne stabilité.

avec $I_k = I_p + I_e$, I_k étant le courant de cathode, I_p le courant plaque et I_e le courant écran.

Seul inconvénient du procédé, cette résistance de cathode non découplée réduit légèrement la pente du tube considéré, cette diminution se faisant dans le rapport

$$\frac{1}{1 + S_{gk} R_k}$$

Circuits auxiliaires : B. F. O., calibre, S-mètre, limiteur de parasites

Etant donné la destination même d'un récepteur de trafic, il y a un intérêt certain à prévoir sur celui-ci, outre un oscillateur de battement permettant l'écoute des signaux Morse émis en ondes entretenues pures :

— un calibre à quartz permettant l'étalonnage précis de l'appareil et des signaux reçus ;

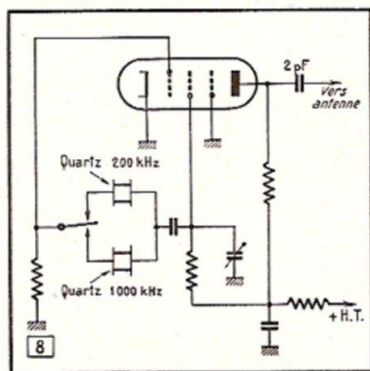


Fig. 8. — Le calibre à quartz utilise deux cristaux, commutables, taillés pour résonner respectivement sur 200 kHz et 1 000 kHz.

— un indicateur de champ (ou S-mètre) fournissant un contrôle constant de l'intensité de réception ;

— un circuit limiteur de bruit, destiné à combattre les parasites créés par les systèmes d'allumage des moteurs à explosions.

L'oscillateur de battement (appelé également B.F.O. par les initiés) n'est autre qu'un oscillateur H.F. de bonne stabilité, réglé (dans le cas d'un récepteur superhétérodyne) à quelques centaines de hertz de la fréquence de l'amplificateur F.I., et destiné à rendre audibles les signaux télégraphiques en ondes entretenues pures (fig. 7). La valeur de la F.I. étant fixe, il n'y aura pas à reprendre le réglage de cette hétérodyne, hormis le cas d'une légère variation de la note de battement obtenue et de son utilisation en liaison avec le calibre à quartz (dans ce dernier cas, il convient de centrer très exactement la fréquence du B.F.O. sur celle de l'amplificateur F.I.).

Le calibre à quartz, dans le cas le plus simple, fait appel à des cristaux taillés pour résonner sur 200, 500 ou 1 000 kHz (d'autres valeurs sont évidemment possibles). Utilisé en liaison avec le B.F.O., cet oscillateur à quartz permet à l'opérateur, dont le récepteur est équipé d'un semblable dispositif, de repérer auditivement des battements zéro tous les 200, 500 ou 1 000 kHz et par là même de pro-

céder à l'étalonnage précis, non seulement de son récepteur, mais des signaux reçus. Ces battements, dus aux harmoniques du quartz sélectionné, sont généralement audibles jusque vers 30 MHz.

Parmi différents schémas possibles nous en avons retenu un qui offre le mérite de la simplicité et de l'efficacité (fig. 8). L'oscillation est obtenue entre la grille et l'écran d'un tube pentode ; par suite du couplage électronique entre cette dernière électrode et l'anode du tube considéré, il y a séparation efficace entre le circuit de génération des oscillations et les circuits d'utilisation proprement dits, garantissant ainsi une très bonne stabilité du signal engendré. Un commutateur est prévu, permettant de choisir entre deux quartz, respectivement de 200 et 1 000 kHz selon les besoins de l'étalonnage.

Le S-mètre, nous l'avons vu, est destiné à mesurer l'intensité du signal de réception. Il se présente sous l'aspect d'un milliampèremètre dont la déviation de l'aiguille est obtenue à partir de la composante continue de détection. D'innombrables montages sont possibles, le plus simple d'entre eux consistant à intercaler l'appareil de mesure « ad hoc » en série dans le circuit plaque ou dans la cathode d'un tube commandé par la tension de C.A.G. (à condition qu'elle ne soit pas différée !). Le principal inconvénient de ce montage étant de fonctionner à rebours (la déviation de l'aiguille diminuant lors-

que le signal reçu augmente), nous avons préféré utiliser un tube supplémentaire et réaliser le montage de la figure 9, nous permettant d'obtenir une déviation dans le bon sens.

Au repos, les tensions aux points A et B étant égales, l'aiguille du galvanomètre demeure au zéro, ce qui correspond à une tension nulle sur la grille du tube de commande (la résistance R permet, au besoin, d'ajuster ce zéro électrique).

Sitôt que l'on applique une tension négative à la grille du tube, le courant plaque de ce dernier diminue, de même que la tension aux bornes de R_1 et un courant prend alors naissance dans le sens B-A, dont l'intensité est fonction de l'amplitude de la tension négative de grille.

A signaler l'ensemble R_1-C_1 , dont la constante de temps permet d'absorber, en télégraphie, les « bonds » dont serait animée, sans cela, l'aiguille du milliampèremètre.

Quant au circuit limiteur de parasites, il est, nous l'avons déjà précisé, destiné avant tout à combattre les crépitements dus aux parasites des systèmes d'allumage utilisés sur les moteurs à explosions, crépitements surtout sensibles au-dessus de 15 MHz.

Le montage que nous avons retenu (fig. 10) est utilisé sur bon nombre de récepteurs de trafic ; aussi est-il peut-être familier à certains de nos lecteurs. Rappelons-en néanmoins le fonctionnement : en présence d'un signal H.F., le point B se trouve porté à un potentiel négatif par rapport à la masse, de même que la cathode de la diode D_2 (point C sur le schéma). Comme $R_1 = R_2$, la plaque de la diode D_2 (point A) se trouve portée à un potentiel (positif par rapport à la cathode) dont la valeur est moitié de celle du point B. La diode se trouve, de ce fait, conductrice et est traversée par le signal B.F., transmis, via C_2 , aux étages suivants.

Par contre, lorsque l'on est en présence d'un parasite bref et de grande amplitude, les choses ne se passent plus de la même façon. C'est ainsi que si la tension au point B peut passer instantanément à une valeur très élevée (de même que celle au point A), il en est différemment pour les points D et C (constante de temps de l'ensemble R_3-C_2), et la plaque de la diode D_2 se trouvant fortement négative par rapport à sa cathode, ce tube cesse de devenir conducteur : le signal perturbateur n'est donc pas acheminé aux étages B.F. Cette action est complétée par la diode D_1 , qui lorsqu'elle est conductrice fonctionne comme limiteur parallèle, court-circuitant ainsi le signal parasite qui ne peut atteindre l'amplificateur B.F.

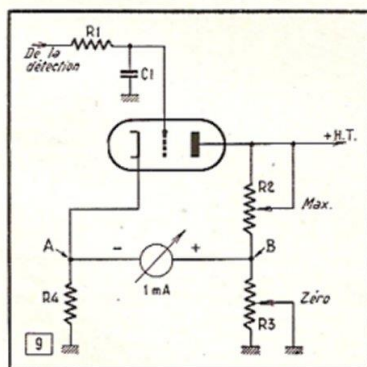


Fig. 9. — Grâce à ce montage, les indications de l'appareil de mesure sont proportionnelles à l'intensité du signal reçu.

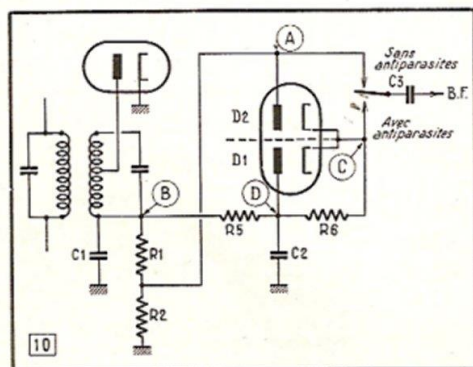


Fig. 10. — L'antiparasites, réalisé autour d'une double diode, est du type série-parallèle.

Basse fréquence et alimentation

Peu de choses sont à dire à propos de ces circuits, étant donné l'extrême classicisme qui les caractérise. Bien qu'il ne s'agisse pas d'un récepteur pour mélo-

manes, la partie B.F. de l'appareil doit cependant être réalisée avec soin.

L'écoute des signaux ne s'effectuant pas uniquement au casque, nous aurons un étage préamplificateur de tension, suivi d'un étage de puissance capable de délivrer, avec le minimum de distorsion, quelques watts modulés. Diverses boucles

de contre-réaction amélioreront les performances de l'amplificateur proprement dit, dont le transformateur de sortie sera choisi de bonne qualité.

Quant à l'alimentation, rappelons simplement qu'elle aura tout intérêt, pour les raisons évoquées plus haut, à utiliser un transformateur à fer saturé ; le filtrage

sera soigné et on pourra prévoir un stabilisateur de tension à gaz pour la H.T. appliquée à l'oscillateur local de l'étage changeur de fréquence. Précisons que ces divers points seront repris un peu plus en détail dans la seconde partie de l'étude.

(A suivre)

Ch. DARTEVELLE.