radio/plans

au service de l'amateur de radio de télévision et d'électronique

SOMMAIRE DU Nº SPÉCIAL SURPLUS

Introduction au Q Fiver ..... page 5
Les command sets américains : BC 453 - BC 454 - BC 455 7
Pratique du Q 5er 9
Conversion des command sets et multiples idées .. 12
Anatomie des command sets 14
Comment rendre sélectifs et sensibles BC 454 et BC 455 18
Application d'un montage à double triode à la conversion de U.K.W. 23
Liaison convertisseur récepteur 24
Tuning unit APR4 26
Le V.F.O. hétérodyne 27
Récepteur allemand U.K.W. 29
Emetteur 10 W.S. accouplé à l' U.K.W. 31
W.S. 13 émetteur récepteur pour courtes distances 33
Quelques précisions sur R.1355 - BC 454 36
Avec les quartz des surplus la précision est à la portée de l'amateur 39
Perfectionnons le convertisseur à quartz 42
Table de conversion et quelques conseils 45
B.F.O. à quartz F.T. 241 pour la SSB 46
Convertisseur à quartz fonctionnant sur piles 48
Filtres MF à quartz 50
Convertisseurs RF 24 - RF 25 - RF 26 - RF 27 53
Le R 114 convertisseur à quartz pour le 146 MHz 56
Le BC 728 renferme un matériel hors pair 59

DIRECTION - ADMINISTRATION
PARIS-Xe - Tél. 878-59-92
C.C.P. PARIS 259.10

ABONNEMENTS
FRANCE : Un an 16,50 F - 6 mois : 8,50 F
ETRANGER : 1 an : 20 F
Pour tout changement d'adresse envoyer la dernière bande et 0,60 F en timbres

PUBLICITE :
J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
PARIS (IXe)
Tél. : TRINITE 21-11

La série d'articles de notre collaborateur Jean Naepels dont la publication s'est étendue sur plusieurs années, a intéressé très vivement nos lecteurs.

Nombreux sont encore ceux qui veulent se procurer des numéros de notre revue aujourd'hui épuisé.

C'est pourquoi nous publions ce numéro SPECIAL SURPLUS dans lequel sont rassemblés les plus intéressants des articles de J. NAEPELS.

Etude complète du EZ 6, radio compas automatique 62
Convertisseur à cristal pour recevoir GO et OC avec les commands sets 68
Le R-61 ou RR-3 71
Introduction aux « Command transmitters » 75
Le H.R.O., ancêtre des récepteurs modernes 76
Le BC 499 B, double changeur de fréquence 79
Le récepteur anglais CR.100 81
Le RM-45, surplus idéal 86
Convertisseurs à quartz pour le RM-45 et le R-61 88
Retour sur le RM-45 91
Le R-107, super à huit tubes 92
Le Wavemeter class D nº 1 97
Un VFO stable comme le roc 99
La S.S.B. et ses avantages 103
Le détecteur de produit 105
Super-ensemble pour la réception de la S.S.B. sur 20 mètres 108
Encore un convertisseur à quartz 113
Les Tuning Units des BC 475 et 191 116
Le BC 1206, récepteur surplus original 117
Comment tirer parti du BC 1206 M 119
Les récepteurs BC 348 et BC 224 121
Améliorations au BC 348 123
BC 312 sur secteur et BC 343 sont identiques 125
Le walkie-talkie WS-38 129
Le Wireless set 58 canadien 131
Examinons en détail le WS 58 132
Utilisation des redresseurs au silicium 135
Le WS 19 britannique ou B 19 américain 138
Les convertisseurs O.C. et V.H.F. du R-1355 142
Le FUG 10 reconditionné 144
Modulateur et accessoires du FUG-10 148
Le récepteur FUG-10 ondes moyennes 150
Deux méthodes pour la transformation du R 1355 en récepteur F.M. 153
A l'attention des possesseurs du BC 453 - 454 - 455 154

introduction au Q Fiver

La grande vogue des surplus est en effet née de la pénurie de l'immédiat après-guerre, lorsqu'il était presque impossible de trouver des pièces détachées de qualité. Nous n'en sommes heureusement plus là, à tel point que des amateurs améliorent leurs postes de trafic, EC 342 par exemple, en remplaçant les transfos moyenne fréquence d'origine par de récents modèles au ferroxcube *made in France*. Les véritables amateurs de surplus sont en effet chasseurs de cadavres. Ils savent repérer dans un appareil militaire les pièces essentielles qu'on ne saurait remplacer et les recherches sur les marchés aux puces ainsi que les vieux châssis. Puis, avec plusieurs cadavres, ils vous refont un appareil vivant.

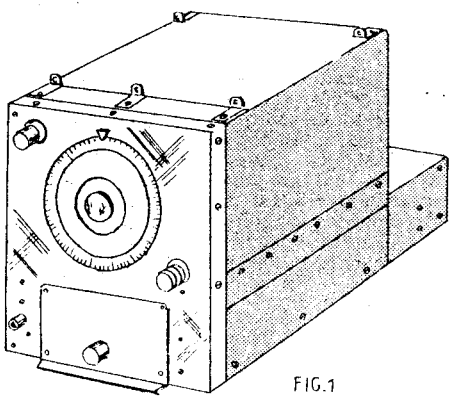


FIG.1

En effet, les appareils militaires faisaient généralement partie d'ensembles comprenant à la fois un ou plusieurs émetteurs, un ou plusieurs récepteurs, des boites de contrôle, etc. Le tout relié par des câbles et interdépendant. Aussi, si d'un tel ensemble on sépare, mettons, le récepteur, il y a de fortes chances pour qu'il lui manque certains éléments qui se trouvaient par exemple sur une boite de commande à distance. D'où l'abondance de prises multiples inexplicables au premier abord que l'on trouve sur nombre d'appareils. Nous avons vu en étudiant les « command sets » que ces appareils ne peuvent pas marcher tels quels et qu'il faut leur adjoindre un arbre de commande des condensateurs variables, un potentiomètre volume contrôle et un interrupteur de BFO. Pourtant ces appareils sont parmi les plus simples à « convertir ».

Nous ne sommes pas aux Etats-Unis où les revendeurs vous vendent les appareils surplus neufs ou remis à neuf, essayés devant vous en ordre de marche, avec tous leurs accessoires, à des prix propres à nous faire rêver. En France, celui qui achète un surplus ignore toujours s'il est en état de fonctionnement. Il court de ce fait un risque certain qui devrait trouver sa compensation dans des prix avantageux.

Auparavant, il convient cependant de jeter un coup d'œil d'ensemble sur le monde des surplus. Par simplification, disons qu'on y trouve, entre bien d'autres choses du domaine de l'électronique, d'une part des émetteurs et de l'autre des récepteurs, ainsi que des appareils émetteurs-récepteurs. D'une façon générale, les premiers sont inutilisables sans une refonte très importante, car leur pilotage est la plupart du temps désastreux, ce qui se traduit par des piaulements épouvantables en télégraphie, par une modulation affreusement déformée en téléphonie et par des interférences dans les récepteurs de radiodiffusion et de télévision des environs propres à attirer les pires ennuis à leur utilisateur. Cela est si vrai que dans divers articles de la presse technique américaine traitant de la conversion d'émetteurs surplus, nous avons retrouvé la même entrée en matière : « Commencez par enlever tout le câblage ! » En fait, le châssis et les lampes sont souvent ce qu'il y a de plus intéressant dans un émetteur surplus. Il en résulte que, pour présenter un intérêt, un émetteur surplus doit être très bon marché.

Rappelons en passant qu'il est strictement interdit de faire de l'émission d'amateur sans autorisation des P.T.T.

Une seconde classification s'impose entre les appareils pour ondes décamétriques, hectométriques et kilométriques (OC-PO-GO) et ceux pour ondes métriques (VHF) ou centimétriques (UHF). Les premiers correspondent à ce que recherche la grande majorité des amateurs désireux de trouver « un poste de trafic ». Les seconds ne sont, par contre, susceptibles d'intéresser qu'une catégorie assez réduite d'amateurs, ce qui explique qu'ils sont très nombreux chez les revendeurs ; ajoutons d'ailleurs qu'ils sont surtout intéressants pour les pièces détachées qu'on peut y trouver, la technique des VHF et UHF ayant considérablement évolué depuis la guerre et leur conversion demandant souvent des modifications très importantes sans rapport avec le résultat qu'elle peut permettre.

Certains appareils enfin, tel le BC-499, sont prévus uniquement pour la réception de la modulation de fréquence. La large bande passante de leurs transfos MF rend leur transformation en récepteurs de trafic difficile.

Pas de récepteur de trafic aux surplus

Entendons par là qu'aucun des récepteurs construits spécialement pour les besoins militaires ne possède tel quel toutes les qualités qu'on est en droit actuellement

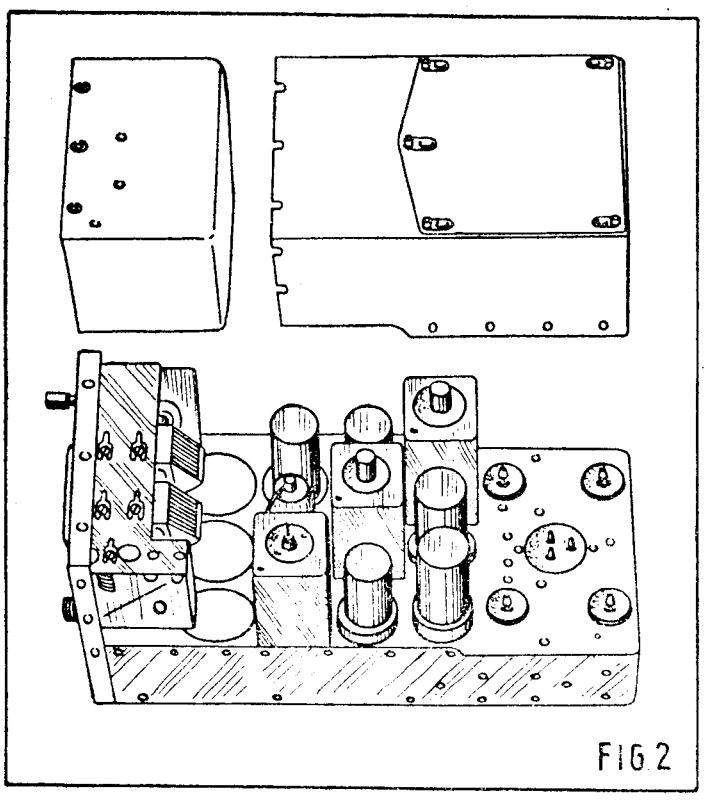


FIG 2

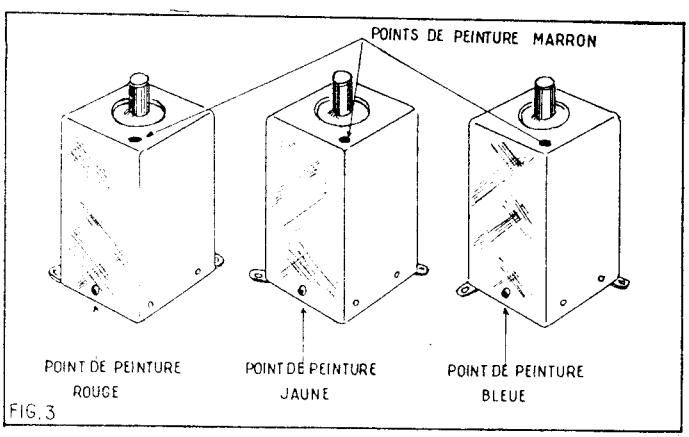


FIG. 3

d'attendre d'un récepteur de trafic, exception faite pour certains appareils de trafic civils dont se sont servies les armées alliées (National HRO, Hammarlund Super Pro, R.C.A. AR-88) et dont certains, ont ensuite été liquidés comme surplus.

Voyons quelles sont ces qualités :

1. *Sensibilité* poussée au maximum permettant de faire sortir les signaux les plus faibles et de les recevoir de façon compréhensible même si l'écoute n'est pas agréable.

La sensibilité de bon nombre de récepteurs surplus est nettement déficiente, ce qui peut surprendre, étant donné qu'il s'agit souvent d'appareils ayant plusieurs étages HF et MF. Cette sensibilité a été réduite volontairement par souci de sécurité et de stabilité. Les lampes notamment ne sont pas poussées. Il ne faut pas oublier d'ailleurs que ces récepteurs devaient pouvoir fonctionner « en mobile », sur accus, et que, dans ces conditions, il y avait intérêt à réduire au maximum leur consommation. D'où ces résistances de polarisation beaucoup trop fortes et ces tensions écran insuffisantes. La lampe de sortie 12A6 se trouve polarisée par une résistance de 1 500 Ω, alors que normalement elle devrait être pour cette lampe de 370 Ω. Il faut dire que la sortie s'effectuant sur casque, il n'y aurait eu aucun intérêt à prendre la polarisation minimum et à augmenter ainsi sérieusement la consommation. La lampe ainsi sous-alimentée chauffait moins, ce qui est important pour la stabilité dans des appareils complètement blindés et très compacts, et pouvait ainsi assurer un service plus long et plus sûr.

Ce procédé de surpolarisation est à retenir lorsqu'on se trouve dans l'obligation d'utiliser une alimentation un peu juste pour la consommation d'un poste à grand nombre de lampes. Même si cela n'est pas le cas, il est intéressant, particulièrement avec les lampes miniatures. Une 6AQ5, par exemple, donne des résultats auditivement équivalents avec une résistance de cathode de 500 Ω et avec une de 240 Ω, mais chauffe moins et dure plus longtemps.

Le même excès de polarisation se retrouve sur ces appareils — et sur beaucoup d'autres — pour la lampe haute fréquence 12SK7, la changeuse 12K8 et la première moyenne fréquence 12SK7. Ces trois lampes ont chacune une résistance de cathode de 620 Ω, alors qu'elle devrait être normalement de 250 à 300 Ω. La solution consiste à prendre trois autres résistances de 620 Ω et à les souder en parallèle sur celles existantes, ce qui évite d'avoir à couper quoi que ce soit. Une autre modification minime contribuant à améliorer la sensibilité consiste à soustraire la lampe d'entrée à l'action de l'antifading. Sur les command sets, par exemple, il suffit de couper de la ligne antifading l'extrémité de la résistance de fuite de grille haute fréquence (R_2) et de la souder à la masse.

Grâce à de telles modifications très faciles, la sensibilité des appareils est accrue dans des proportions considérables.

2. *Gamme de réception descendant au moins jusqu'à la bande 10 mètres (30 Mc) comprise.*

Aucun récepteur de trafic militaire ne descend en longueur d'ondes au-delà de 16 m 66 (18 Mc) qui constitue la fréquence limite pour les BC-342, BC1312, BC-348 et R-1115, entre autres.

La réception « à la 75 A » avec convertisseur à cristal permet de remédier de façon très satisfaisante à ce défaut.

Ouvrons ici une parenthèse très importante. Les récepteurs à gamme de réception étendue, genre BC-342, BC-348, sont relativement chers du fait qu'ils peuvent recevoir directement plusieurs bandes de fréquences intéressantes. Par contre, le récepteur ayant une gamme de réception limitée ne couvrant aucune bande de radiodiffusion ou d'amateurs ne pourra pas être vendu cher, bien qu'il se prête tout aussi bien que les autres à la réception avec convertisseur cristal. Bien mieux, l'idéal serait le récepteur dans la gamme de réception duquel ne se trouverait aucune émission, ce qui éliminerait tout danger de réception d'émissions indésirables avec le convertisseur. Il n'existe malheureusement pas de bande de fréquences désertes mais on peut rechercher les moins fréquentées.

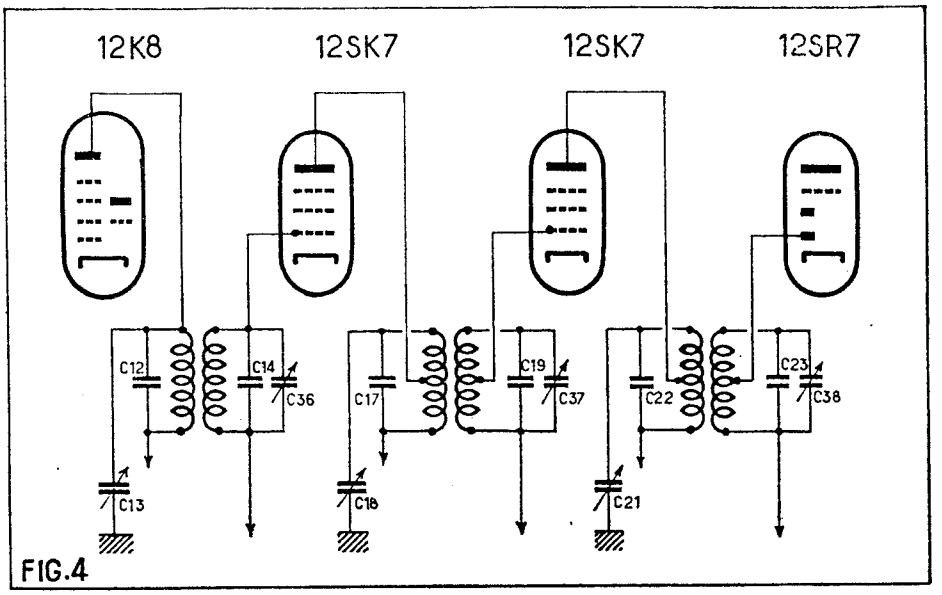


FIG.4

Evidemment, avec un récepteur à gamme réduite, il faudra un nombre de quartz plus grand qu'avec un à gamme étendue, mais alors que ces cailloux sont facilement trouvables pour 2 francs, la dépense est minime et est loin de correspondre à la différence de prix avec un récepteur de simili-trafic.

Autre avantage, le récepteur à gamme réduite ne comportera pas de contacteur. Ceux qui ont eu l'occasion de chercher à rétablir le schéma de principe d'un changeur de fréquence avec deux étages HF accordés et six gammes de réception, comme c'est le cas du BC-342, comprendront tout de suite combien est appréciable l'élimination, de cette source de câblage embrouillé, de pannes et de déréglages qu'est le contacteur.

3. *Etalement des bandes de réception* (bandspread). Non seulement pour faciliter la recherche des émissions mais aussi pour pouvoir étalonner avec précision l'appareil. Il est nettement insuffisant sur les appareils surplus genre trafic.

Là aussi la solution consiste à prendre un récepteur à gamme réduite utilisé en moyenne fréquence variable derrière convertisseur.

4. *Hétérodyne de battement MF (BFO)* pour la réception de la télégraphie non modulée et le repérage des porteuses très faibles. La plupart des récepteurs surplus en possèdent, mais souvent il s'agit de montages rudimentaires susceptibles d'améliorations.

5. *Limiteur de parasites* (indispensable avec un récepteur très sensible dans les agglomérations urbaines) et *indicateur d'accord et d'intensité relative de réception (S-mètre)*. La quasi-totalité des appareils surplus en sont dépourvus, mais il est toujours possible de les leur ajouter.

6. *Stabilité de l'oscillateur local.* Elle est généralement assez bonne du fait de la robustesse mécanique des appareils militaires. On peut cependant l'améliorer en stabilisant la haute tension à l'aide de tubes régulateurs au néon. Rappelons d'autre part qu'elle est d'autant meilleure que la fréquence d'oscillation est plus basse. D'où l'intérêt en réception à la 75 A à utiliser en MF un récepteur dont la gamme ne monte pas à des fréquences trop élevées.

7. *Absence de fréquences-images.* Nécessite soit une moyenne fréquence élevée, soit une excellente présélection par plusieurs circuits haute fréquence accordés. Elle est généralement acceptable sur les appareils surplus.

8. *Très grande sélectivité.* C'est là une qualité essentielle du fait de l'extrême encombrement des ondes courtes. C'est également celle dont manquent le plus la grande majorité des appareils surplus du fait de leurs moyennes fréquences trop élevées. D'aucuns nous objecteront que certains types de BC-342 ou de BC-346 possèdent un filtre à cristal moyenne fréquence. Cela est exact, mais le filtre moyenne fréquence à un seul quartz donne une courbe de sélectivité extrêmement pointue convenant à la réception des télégraphies mais impropre à celle de la téléphonie.

Divers moyens permettent d'apporter une sensible amélioration aux récepteurs dont la sélectivité est par trop désastreuse mais non de leur donner la « sélectivité-trafic ». Parmi ces moyens, citons :

Le remplacement de la détection diode par une détection plaque ou sylvania n'amortissant pas la dernière MF.

La réaction sur le premier étage MF.

Le remplacement des transfos MF de l'appareil par d'autres accordés sur une fréquence plus basse, ce qui oblige à modifier le bobinage oscillateur et son padding mais ne présente pas de difficulté insurmontable du fait que pratiquement tous les appareils surplus ont un étage haute fréquence, au moins, et qu'il n'y a pas à retoucher à l'alignement des bobinages antenne et transfo HF.

les "command sets" américains

BC 453, BC 454, BC 455

De tous les récepteurs des surplus, les plus intéressants pour l'amateur moyen sont incontestablement les « Command sets » de l'armée américaine de la série SCR 274N, dont les trois plus courants sont le BC 453, le BC 454 et le BC 455.

Caractéristiques communes

Les trois récepteurs sont, dans leurs grandes lignes, identiques comme montage, leur principale différence résidant en leurs bobinages. Il s'agit de superhétérodynes composées d'une 12SK7 haute fréquence accordée, d'une changeuse de fréquence 12K8, de deux étages moyenne fréquence à lampes 12SK7, d'une double triode diode 12SR7 dont l'une des plaques diodes sert à la détection, l'autre étant inutilisée, et la partie triode constitue l'oscillateur de battement moyenne fréquence (BFO) pour la réception des télégraphies non modulées, et enfin d'une lampe de puissance à faisceaux dirigés genre 6V6, 12A6. Remarquons tout de suite qu'il n'existe pas de préamplificatrice de tension entre la détection et la lampe finale 12A6, la sortie de cette dernière étant prévue pour la réception au casque. Ce système se retrouve sur pas mal de récepteurs surplus américains. Grâce à l'importante préamplification haute et moyenne fréquences, la puissance de sortie est cependant suffisante pour actionner confortablement un haut-parleur à la place du casque prévu.

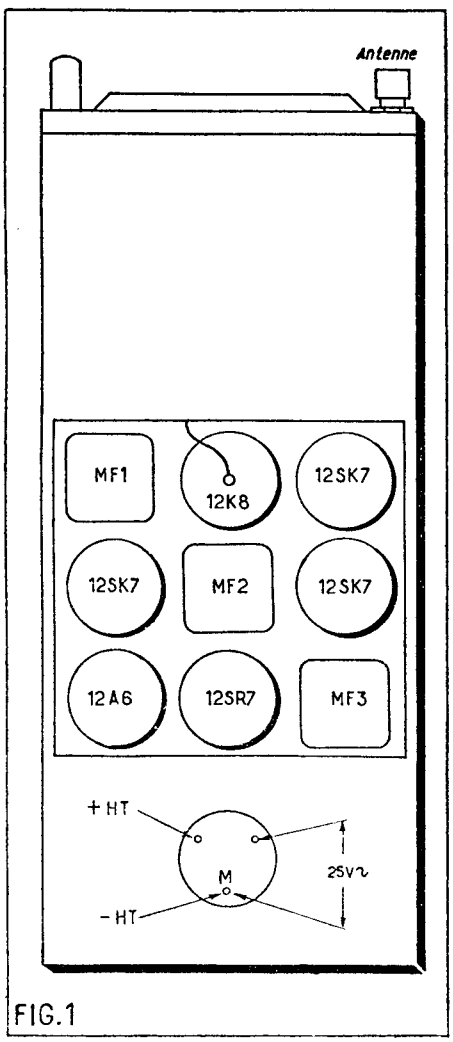


FIG.1

Toutes les lampes sont alimentées au filament sous 12,6 V et 150 millis, mais, comme l'alimentation de ces récepteurs était effectuée par une batterie d'accus de 24 V, les filaments sont montés en série deux par deux, celui de la haute fréquence avec celui de la changeuse, ceux des deux moyennes fréquences ensemble, et celui de la 12SR7 avec celui de la 12A6. Ce montage série parallèle offre de multiples possibilités d'utilisation d'autres lampes que celles normalement employées, mais nous y reviendrons. Quant à la haute tension, elle était assurée par un petit convertisseur rotatif (dynamotor) qui se montait sur la prise à trois broches de la « plage arrière » de l'appareil, soutenu par les quatre coussinets de caoutchouc pour éviter les vibrations. La forme assez inhabituelle de ces récepteurs, dont le panneau avant portant le cadran, ne mesure que 12 cm de large, alors que leur profondeur, atteint 27 cm, est due au fait que dans l'installation militaire pour laquelle ils furent conçus, ils étaient disposés côte à côte, par trois (BC-453, BC-454, BC-455), sur un « rack » (râtelier), formé de cornières parallèles servant de rails pour guider la base de chaque récepteur de façon que les sept prises femelles de sa face arrière reçoivent sept broches correspondantes émergeant à hauteur voulue de la paroi verticale perpendiculaire aux cornières formant le fond du rack. Par ces broches arrivaient au poste les deux pôles de la batterie de 24 V alimentant les filaments de lampes et le dynamotor fournissant la haute tension et sortaient du récepteur les prises de casque, de volume control et d'interrupteur du BFO. Les broches du rack se trouvaient reliées par câbles à une boîte de contrôle portant les prises de casque, le volume contrôle et l'interrupteur de BFO, ainsi qu'un commutateur permettant de mettre en service l'un quelconque des trois récepteurs simplement en lui envoyant le 24 V de la batterie. Un relais branchait également l'antenne sur le récepteur voulu. Signalons, au cas où ce matériel ferait son apparition sur le marché français des surplus, les numéros d'immatriculation militaires américains de ces accessoires : FT-220, rack pour trois récepteurs ; BC-450, boîte de contrôle à distance de trois récepteurs.

Des trois récepteurs de la série, le plus intéressant est le BC-453, qui couvre la gamme des moyennes ondes, de 190 à 550 kilohertz, par suite de son extrême sélectivité due à ses deux étages moyenne fréquence accordés sur 85 kilohertz.

Le plus intéressant est ensuite le BC-454, qui couvre la gamme de 3 à 6 mégahertz, c'est-à-dire une partie de la bande « chalutiers », la bande amateurs des 80 mètres et une partie de la bande de radiodiffusion des 50 mètres. Ses moyennes fréquences sont accordées sur 1 415 kilohertz, ce qui explique sa sélectivité laissant un peu à désirer.

Quant au BC-455, qui couvre la bande de 6 à 9 mégahertz et a ses moyennes fréquences accordées sur 2 830 kilohertz, sa sélectivité est franchement mauvaise. En effet, alors que les deux autres appareils

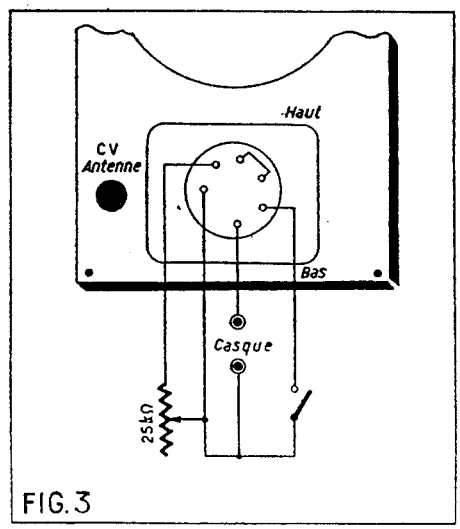


FIG.3

emploient des moyennes fréquences classiques, filtres de bande à circuits plaque et grille accordés, chaque boîtier MF du 455 ne renferme qu'un seul circuit accordé dans la plaque, couplé à une simple self de choc dans le circuit grille. On sait de plus que la sélectivité varie en raison inverse de la valeur de la fréquence moyenne adoptée.

Modifications à apporter

Je vois tout de suite les objections du lecteur. Comment, dira-t-il, vous commencez par nous dire que ces récepteurs sont les plus intéressants que l'on puisse trouver à bon compte sur le marché, alors qu'ils ne couvrent qu'une gamme ondes réduite à 3 mégahertz et que leur sélectivité laisse à désirer ? Rassurons-les tout de suite en précisant que nous ne comptons pas les lui faire utiliser tels quels et que, grâce à des modifications et adjonctions que nous décrirons ultérieurement, ils peuvent être transformés en véritables récepteurs de trafic permettant

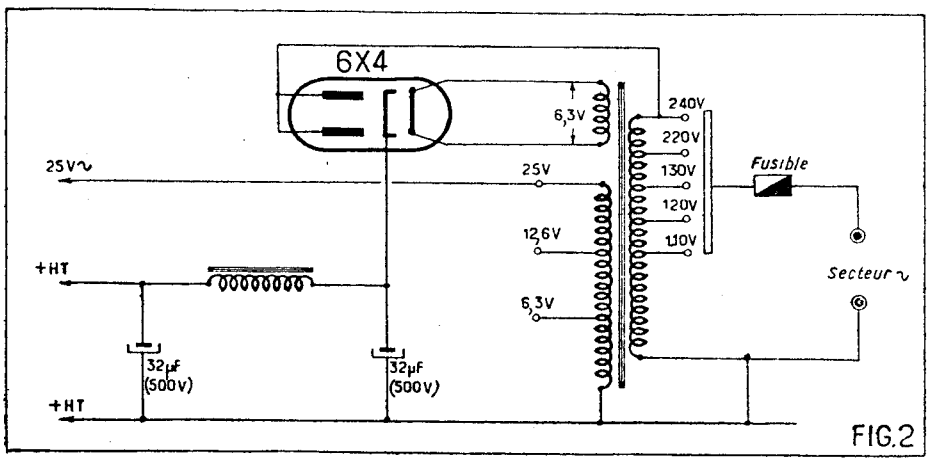


FIG.2

la réception avec une sélectivité parfaite de toutes les émissions, que ce soit en grandes ondes, en petites ondes, en ondes courtes et en ondes très courtes.

Mais laissons là pour le moment ces alléchantes perspectives et, commençant par le plus simple, voyons comment l'amateur le moins expérimenté peut faire marcher son acquisition, BC-454 ou BC-455, sans avoir à modifier quoi que ce soit à l'intérieur du récepteur.

Tout d'abord, il s'agit de se procurer les six lampes. Il s'agit malheureusement de lampes de la série « S » tout métal américaines, peu courantes en France, toutes alimentées sous 12,6 V 150 mA. Notons que les 12SK7 peuvent être avantageusement remplacées par des 12SG7 et que si l'on dispose d'une 12SQ7, on peut la mettre à la rigueur à la place de la 12SR7. Les 12SK7, 12K8 et 12SR7 ont des équivalents en chauffage 6,3 V (6SK7, 6K8, 6SR7). Il n'en existe malheureusement pas pour la 12A6. Il n'est pourtant pas nécessaire pour les amateurs possédant de telles lampes de faire l'acquisition de la série 12,6 V, car nous leur indiquerons par la suite les modifications à apporter pour les utiliser, ainsi d'ailleurs que d'autres.

Pour le moment, nous envisageons le cas de l'amateur disposant des lampes 12 V pour lesquelles le poste a été prévu. Un croquis se trouvant à l'envers du couvercle du poste indique l'emplacement des lampes.

A l'intention de ceux qui auraient perdu ce couvercle ou en auraient un dont le croquis serait devenu illisible, nous le reproduisons à la figure 1. Ne pas oublier de connecter le clip de grille au téton de la 12K8.

Passons maintenant à la question alimentation. La consommation du récepteur est très réduite : 25 V sous 0,450 A et 250 V (maximum) sous 40 millis.

Remarque très importante. En aucun cas la haute tension ne doit dépasser 250 V, sinon il risque de se produire des claquages de condensateurs à l'intérieur du poste. Donc, si la haute tension délivrée par votre transformateur avant filtrage, à la sortie de la valve, est sensiblement supérieure à 250 V, il convient de placer entre le + haute tension filtrée et la masse une résistance de saignée « bleeder » à assez forte dissipation pour éviter les surtensions à l'allumage. Prendre également une self de filtrage peu résistante. Une petite self de filtrage de tous courants fait parfaitement l'affaire. La haute tension peut d'ailleurs être abaissée jusqu'à 150 V sans inconvénient. Au contraire, l'échauffement des lampes étant alors moins grand, la stabilité n'en est que meilleure.

Au cas où l'amateur ne disposerait pas d'un petit transfo délivrant 25 V sous 450 millis, il lui est facile de le construire en se servant d'un vieux transfo d'alimentation dont le secondaire haute tension est mort, mais dont le primaire relié au secteur reste bon, à la condition de savoir les voltages que délivraient les enroulements bases tension de ce transfo. Après avoir bien repéré les sorties d'un enroulement donnant par exemple du 6,3 V, enlever les tôles du transfo, puis débobiner l'énroulement en question en notant soigneusement son nombre de spires. En divisant alors par 6,3 (ou 5, 4 ou 2,5 si l'enroulement donnait du 5, du 4 ou du 2,5), on connaît le nombre de spires pour un volt. Multiplier ce nombre par 25 pour connaître le nombre de spires qu'il faudra bobiner pour obtenir du 25 V après avoir enlevé l'enroulement haute tension (en fil fin) grille. Bobiner des enroulements basse tension en gros fil émaillé n'est pas un travail difficile : aussi, pendant que nous y sommes, puisque du fait de l'enlèvement des anciens enroulements haute tension, filaments lampes et filament valve, nous disposons certainement d'une place suffisante dans la fenêtre des tôles du transfo, n'hésitons pas à bobiner aussi un enroulement 6,3 V séparé (en fil émaillé d'au moins 6/10). Quant à l'enroulement 25 V dont nous avons parlé précédemment, nous en bobinerons le premier quart en fil émail 9/10, le second quart en fil émail 7/10 et le reste en fil émail 5/10. Le raccord entre le fil 9/10 et le fil 7/10 nous donnera une prise 6,3 V, celui entre le fil 7/10 et le fil 5/10 une prise de 12,6 V et la fin de l'enroulement 5/10 une prise 25 V. Le début de l'enroulement en fil 9/10 devra être réuni à la masse. Pour isoler les couches successives des enroulements basse tension, du chatterton fait parfaitement l'affaire, car il assure en outre la rigidité de l'ensemble. Evidemment, les diamètres de fil indiqués peuvent être augmentés si vous avez suffisamment de place à l'intérieur de vos tôles : votre transfo n'en sera que meilleur.

Les sorties des divers enroulements une fois bien repérées, il n'y a plus qu'à remonter les tôles (alternées comme elles l'étaient avant le démontage) et à bien les serrer.

Comme le primaire que nous avons conservé avait certainement un répartiteur de tensions 110, 120, 130, 220, 240 (ou à peu près), nous pouvons l'utiliser en autotransformateur pour avoir, en plus de plusieurs tensions basse tension, la haute tension nécessaire à l'alimentation de notre récepteur. Mieux que de longs discours, le schéma de la figure 2 vous indique comment monter votre alimentation à autotransfo.

Les seules pièces nécessaires sont : un support de lampe miniature américaine, une valve 6X4, une petite self de filtrage de tous courants et deux condensateurs de filtrage isolés sous 500 V. Des 16 Mfd conviennent, mais des 32 Mfd seraient préférables. Remarquons que l'entrée du primaire du transfo opposée à la sortie 240 V est reliée à la masse comme l'entrée en gros fil de l'enroulement 25 V. L'enroulement 6,3 V séparé que nous avions prévu nous sert à alimenter le filament de la valve. Il ne nous reste plus qu'à relier par fils souples la sortie masse moins haute tension de l'alimentation à la broche correspondante de la prise mâle verticale de la plage arrière du poste (voir figure 1) et les sorties + HT et 25 V aux prises correspondantes.

Notre récepteur n'est cependant pas encore utilisable tel quel. Il nous reste à lui adjoindre un potentiomètre de contrôle de volume, un interrupteur de B.F.O. et un bouton de commande du condensateur.

Considérons le panneau avant de l'appareil. Nous voyons, en haut à gauche, la prise d'antenne, au centre le cadran et au milieu à droite une sorte de canon fileté à l'intérieur duquel se trouve un pignon denté. Ce pignon est solidaire de l'axe du démultiplicateur et c'est sur lui que doit être fixé le bouton de commande des C.V., mais comment ? L'amateur astucieux trouvera certainement divers moyens excellents pour résoudre ce problème. Voici pourtant celui que j'ai utilisé avec plein succès sur trois « command sets ». Après avoir mis sens dessus dessous mon bric-à-brac, j'ai mis la main sur un tube de cuivre de 9 mm de diamètre, c'est-à-dire le diamètre lui permettant d'être maintenu par le canon, mais d'avoir cependant un jeu suffisant pour pouvoir tourner à l'intérieur sans forcer. Le diamètre intérieur du tube était de 6,5 mm, ce qui lui permettait juste de coiffer le pignon denté, mais, comme le tube était lisse, il y avait du dérapage.

J'ai alors résolu la question de façon brutale.

Le tube étant bloqué verticalement dans l'étau, j'ai fait pénétrer à l'intérieur, à grands coups de marteau, une lame de gros tournevis d'une largeur légèrement supérieure au diamètre intérieur du tube. L'opération a été répétée dans tous les azimuths jusqu'à ce que l'intérieur du tube soit déformé et strié sur toute sa circonférence. Naturellement, l'opération n'a été effectuée qu'à l'extrémité du tube appelée à s'emboîter sur le pignon, le reste du tube devant au contraire demeurer bien lisse et circulaire pour ne pas coincer contre le canon. Un essai ayant montré que le diamètre intérieur du tube était maintenant trop grand, je l'ai ramené à sa valeur optimum à coups de marteau sur l'enclume et le résultat a été parfait. Trouver ensuite un gros bouton du diamètre voulu n'est plus un problème.

Considérons à nouveau le panneau avant du récepteur. En bas à gauche, se trouve un tout petit bouton qui commande un minuscule condensateur variable permettant de fignoler l'accord du circuit d'antenne qui varie toujours un peu suivant les aériens employés.

Au milieu, au-dessous du cadran circulaire, nous remarquons une plaquette ayant en son centre un bouton-poignée qui est maintenu sur le panneau avant par quatre vis fixées à ses quatre angles. Nous les dévissons en prenant bien soin de ne pas les perdre : elles sont en effet de très petit diamètre et d'un pas américain

non employé en France. Tirons ensuite sur le bouton-poignée. Nous nous trouvons devant une sorte de cuvette en aluminium au fond de laquelle se trouve une prise mâle à six broches (fig. 3). Une prise femelle solidaire de la plaquette que nous avons enlevée établissait un court-circuit entre les prises 3 et 4. En soudant un bout de fil entre ces deux broches nous rétablissons ce court-circuit et la prise femelle de la plaquette n'a plus aucune utilité. C'est à l'intérieur de la cuvette désormais libre que nous allons caser le potentiomètre volume contrôle, l'interrupteur tumbler du BFO et deux douilles servant de prise de casque ou de haut-parleur. L'espace disponible étant assez limité, ces pièces devront être de préférence miniatures. Le potentiomètre peut être de 25 000 à 50 000 Ω. Sa valeur n'est pas critique. Il est monté en résistance variable entre la cathode de la lampe haute fréquence et la masse. Si on peut en trouver un bobiné d'encombrement assez réduit, c'est parfait. Un bon modèle au graphite peut cependant faire l'affaire.

Potentiomètre, interrupteur et douilles seront montés sur la plaquette que nous avons dévissée. Pour cela, nous faisons sauter le bouton-poignée et les deux tiges qui supportaient la prise femelle inutile.

Une bonne précaution consiste à découper un morceau de carton des dimensions de la plaquette et de marquer dessus, puis percer, les quatre trous pour la fixation au panneau avant par les quatre petites vis. C'est sur ce carton que nous ferons les essais de fixation des accessoires pour déterminer leurs emplacement les plus favorables. A titre d'indication, j'ai placé le potentiomètre au milieu à gauche de la plaquette, l'interrupteur en haut et à droite et les douilles, dont l'une doit être à la masse et l'autre isolée, en bas et à droite. Une fois les emplacements des pièces repérés, il n'y a plus qu'à reporter les trous percés dans le carton sur la plaquette d'alu. Monter les pièces sur cette dernière et effectuer les connexions indiquées sur la figure 3. Revisser la plaquette, mettre un bouton au potentiomètre, brancher un casque dans les douilles, allumer l'alimentation, brancher l'antenne et le poste doit marcher si vous avez eu la chance de tomber sur un exemplaire en bon état. Ayant personnellement acheté trois de ces appareils chez les revendeurs parisiens qui les ont mis en vente, j'ai eu l'agréable surprise de constater qu'ils marchaient parfaitement.

Il n'y a donc pas de raison pour qu'il n'en soit pas de même du vôtre.

façon originale d'accoupler le BC 454 au BC 453

L'amateur qui ne veut pas se priver de son passe-temps favori pendant ses vacances voit souvent son ingéniosité mise à rude épreuve : après de profondes cogitations, il s'est encombré de tout un matériel devant, en principe, répondre à tous ses besoins, tout cela pour découvrir en fin de compte qu'il a omis d'emporter la pièce indispensable. L'auteur de ces lignes ne fait pas exception à la règle. Lors d'un départ hâtif, il avait embarqué deux récepteurs légers : l'excellent BC453 permettant l'écoute des stations de radiodiffusion GO et un BC454 couvrant la bande amateurs des 80 m. Malheureusement, la sélectivité de ce dernier appareil, non modifié, comme c'était le cas, laisse fort à désirer et le QRM (brouillages) rendait l'écoute des amateurs pratiquement impossible. L'idée d'utiliser le BC453 en H fiver derrière le BC454 vint aussitôt mais il y avait une difficulté : la MF du BC454 est de 1 415 KHz alors que la gamme du GC453 (190 à 450 KHz) ne couvre pas cette fréquence. Faute du matériel nécessaire, il n'était pas question de modifier les bobinages HF et oscillateur de ce dernier appareil.

En torturant quelque peu les petites cellules grises, l'idée lumineuse permettant de résoudre ce problème en apparence insoluble jaillit brusquement. Suivez le raisonnement :

1° Pour convertir 1 445 KHz en 85 KHz (MF du BC453) il faut une oscillation locale de 1 500 KHz ou de 1 330 KHz (1 415 + ou — 85).

Pour couvrir la gamme de 190 à 550 KHz, l'oscillateur local du BS453 va de 275 à 635 KHz.

Or, il est bien connu qu'un oscillateur produit, en plus de sa fréquence fondamentale, des harmoniques dont l'amplitude va en décroissant dans la mesure où elles s'en éloignent.

Il apparait que l'harmonique 3 de l'oscillateur du BC453 (825 à 1 905 KHz) et son harmonique 4 (1 100 à 2 500 KHz) donnent les deux fréquences de 1 500 KHz et de 1 300 KHz que nous recherchons. Les fréquences fondamentales sont : 500 × 3 = 1 500, 443 × 3 = 1 330, 375 × 4 = 1 500 et 322,5 × 4 = 1 330. Les fréquences d'oscillation locale du BC453 étant toujours supérieures de 85 KHz à celles lues sur le cadran, les graduations utilisables de ce dernier seront donc : 415 KHz (500 — 85), 358 KHz (443 — 85), 290 KHz (375 — 85) et 247,5 KHz (332,5 — 85).

Restait à savoir si l'amplitude des harmoniques serait suffisante pour permettre au changement de fréquence se s'effectuer dans de bonnes conditions. Seule l'expérience pouvait donner la réponse à cette question.

La réalisation pratique a été on ne peut plus simple. La 12SK7, seconde MF, la 12SQ7 et la 12A6 du BC454 ont été enlevées de leurs supports, de même que la 12SK7 HF du BC453. La connexion aboutissant au téton de la 12K8 du BC453 a été enlevée et le téton a été relié par un bout de câble coaxial à la sortie « chaude » du secondaire du second transfo MF du BC454 en soudant l'extrémité du coaxe à la broche d'un vieux culot de lampe octale correspondant à la grille de commande de la seconde MF du BC454 à la place de laquelle il a été embroché. Tout cela est encore plus simple à réaliser qu'à expliquer. Pourtant les résultats ont dépassé toute attente, l'attelage des deux appareils permettant une réception parfaite de la bande 80 m.

Devant ce succès, nous avons par la suite essayé d'accoupler de la même façon un BC455 (ayant une MF de 2 830 KHz) au BC453. Cela impliquait l'utilisation des harmoniques 5 ou 6 de l'oscillateur local du EC453. Le résultat, à l'écoute de la bande des 40 m, a été beaucoup moins bon, l'amplitude de ces harmoniques se révélant insuffisante.

En résumé, on peut utiliser dans de bonnes conditions, selon le procédé que nous venons d'indiquer, jusqu'à l'harmonique 4 du BC453, ce qui revient à dire que cet appareil peut être accouplé à tout autre dont la MF n'est pas supérieure à 2 540 KHz. Le processus pourrait, très probablement s'appliquer à d'autres récepteurs GO à sélectivité poussée que le BC453.

pratique du Q5'er

Pour obtenir la véritable sélectivité-trafic avec un récepteur surplus du genre passoire — du fait de la valeur élevée de sa moyenne fréquence incompatible avec une bande passante réduite — comme il y en a tant, le moyen le plus à la portée de l'amateur consiste à faire attaquer par la MF de l'appareil un second changement de fréquence convertissant sa moyenne fréquence trop élevée en une autre beaucoup plus basse et partant sélective.

A titre d'exemple, prenons le cas du BC454 dont la partie supérieure de la figure 1 représente très schématiquement la partie moyenne fréquence. Malgré ses deux étages moyenne fréquence, ce récepteur, excellent sous tous les autres rapports, manque de sélectivité. Cela est dû au fait que ses trois transfos MF sont accordés sur 1 415 Kc, c'est-à-dire vers le bas de la gamme PO. D'autres récepteurs surplus, notamment le BC348, dons la MF est accordée sur 915 Kc, ont également une moyenne fréquence tombant dans la gamme PO.

Nous avons pris pour exemple le cas du BC454 afin de faciliter la compréhension de ce qui va suivre, mais il est évident que le procédé s'applique tout aussi bien à des appareils ayant des moyennes fréquences encore plus élevées.

Supposons qu'en plus de votre BC454 vous possédiez un vieux récepteur de radiodiffusion électriquement en ordre de marche mais délaissé pour un modèle plus moderne ; son alignement haute fréquence peut être défectueux mais il faut que son ampli MF soit convenablement réglé. Il faut en outre que cet appareil soit du type superhédérodyne. Nous supposons que, comme cela était généralement le cas, la grille modulatrice de la changeuse de fréquence aboutissait à un téton au sommet de l'ampoule.

Ces conditions étant remplies, enlever le clip fixé au téton de grille modulatrice et mettre à sa place un autre clip que l'on réunira à un point se trouvant à la masse (châssis) par une résistance de 1 MΩ. Souder également au clip un condensateur fixe de très faible valeur (C, sur le schéma de la partie inférieure de la figure 1. Ce sera un petit céramique de 2 à 5 pF.

L'autre extrémité de C sera soudée à l'âme d'un bout de câble coaxial dont on réunira la gaine à la masse. Notre vieux récepteur est maintenant prêt à faire office de Q5'er.

Branchons maintenant l'autre extrémité de notre câble blindé sur le récepteur surplus dont il s'agit de renforcer la sélectivité. Souder l'âme au point A, c'est-à-dire à la sortie grille du secondaire du premier transformateur MF, et la gaine à un point de masse voisin.

On pourrait aussi brancher le coax aux points B ou C, c'est-à-dire après le premier ou le second étage MF. Cependant, dans la majorité des cas, cela n'est pas recommandable car le signal appliqué à la seconde changeuse de fréquence devient trop important et il y a saturation.

Allumons maintenant le BC454. La légère capacité introduite sur le secondaire du premier transfo MF ne modifie pratiquement pas son fonctionnement. De toutes façons, un petit coup de tournevis au trimmer de ce bobinage remet vite les choses en ordre.

Après avoir accordé le BC454 sur une émission stable, allumer le récepteur Q5'er,

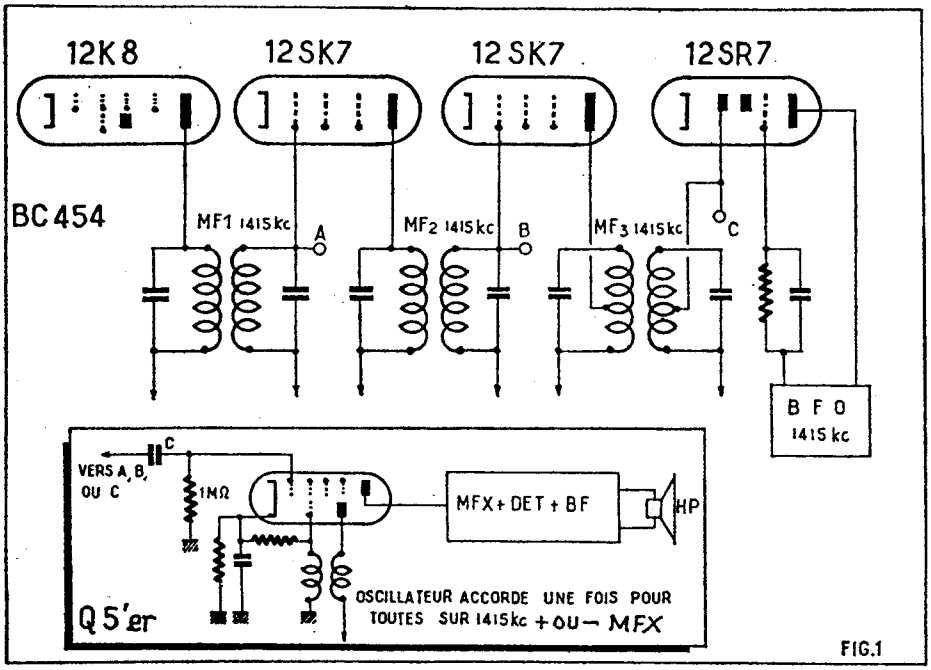


FIG.1

mettre son contacteur sur la position PO et balayer cette gamme avec son cadran. Pour un certain réglage, l'émission déjà reçue sur le BC454 sortira également du haut-parleur de notre récepteur auxiliaire. Il n'y a alors plus à retoucher au cadran du Q5'er.

Débrancher ensuite le haut-parleur du BC454 et chercher les stations sur le cadran de cet appareil surplus. Même si le récepteur de radiodiffusion adopté comme Q5'er n'est pas une merveille de sélectivité, il sera vite évident que les émissions sortant de son haut-parleur sont moins brouillées que les mêmes reçues directement sur le BC454.

La sélectivité croissant en raison inverse de la fréquence sur laquelle sont accordés les transfos MF, celle des deux transformateurs du récepteur de radiodiffusion accordés sur 472 Kc est nettement supérieure à celle des trois transfos du BC454 accordés sur 1 445 Kc. Le résultat sera encore plus probant s'il s'agit d'un vieux récepteur à MF accordé aux environs de 100 Kc. On pourra alors obtenir une véritable sélectivité de poste de trafic, à la condition toutefois de bricoler ces vieux transfos MF qui étaient surcouplés pour donner une bande passante assez large afin de ne pas trop nuire à la musicalité. Le remède consiste à diminuer au maximum le couplage des enroulements en écartant autant que faire se peut les primaires des secondaires et en mettant l'une des bobines à angle droit avec l'autre. Il consiste évidemment aussi à refaire l'accord de l'ampli MF. Certains vieux transfos 135 Kc étaient accordés par des condensadensateurs fixes qu'il faudra remplacer par des ajustables. Avec un peu de soin, on arrive à un résultat tout à fait remarquable.

Le fin du fin est de remplacer l'oscillateur local du Q5'er par un quartz, ce qui permet non seulement d'améliorer la stabilité, mais aussi de réduire les harmoniques indésirables de cet oscillateur. Du fait de la stabilité de l'oscillation du quartz, les harmoniques sont beaucoup plus pointus et, partant, moins gênants que ceux d'un auto-oscillateur. Le tout est évidemment de mettre la main sur un quartz de valeur convenable, c'est-à-dire *de fréquence égale à la somme ou à la différence des moyennes fréquences du récepteur surplus et du Q5'er*. Notez que comme aucun problème d'alignement ne se pose, il est possible de modifier dans d'assez larges mesures la valeur de la moyenne fréquence du Q5'er (en augmentant les capacités en parallèle sur les enroulements des transfos de façon à la faire coller avec celle d'un quartz dont la fréquence n'est pas exactement celle qu'il faudrait.

Le montage oscillateur à utiliser de préférence avec les quartz de fréquence assez basse qui seraient nécessaires est l'Armstrong. Son fonctionnement est assuré, même avec les quartz de fréquences basses qui se refusent absolument à osciller avec le montage Pierce.

Répétons que nous n'avons pris comme exemple le cas d'un récepteur surplus dont la moyenne fréquence tombe dans la gamme PO que pour mieux faire comprendre le système. Si la MF de ce récepteur tombait, comme cela est souvent le cas, dans la bande que ne reçoivent pas les appareils de radiodiffusion (entre la gamme PO et la gamme OC classique), il faudrait réduire l'inductance de l'oscillateur du Q5'er. Cela ne présenterait d'ailleurs aucune difficulté pratique, une émission captée par le récepteur surplus ne pouvant être entendue sur le Q5'er que lorsqu'on passe sur le réglage exact de cet oscillateur.

Voyons les reproches que l'on peut faire au système que nous venons de décrire.

Il y a d'abord celui de l'encombrement. Le BC454 que nous avons pris comme exemple est justement séduisant du fait de son poids et de son encombrement réduits qui en font le poste idéal à emmener en vacances. S'il faut traîner avec lui un autre récepteur il perd beaucoup de son intérêt. C'est d'autant plus vexant qu'une fois le Q5'er en service on n'utilise plus tous les organes de l'appareil surplus (lampes et autres) allant de la première MF à la sortie BF. En pratique on enlèvera d'ailleurs de leurs supports les deux 12SK7, la 12SR7 et la 12A6 (basse fréquence non représentée sur notre schéma).

Il y a également celui de la perte du BFO. En effet, l'un des bons points du BC454 est son oscillateur de battement avec la moyenne fréquence pour la réception de la télégraphie non modulée. Ce BFO oscillant sur 1 415 Kc devient inutilisable lorsque l'on convertit la moyenne fréquence initiale en une plus basse.

Q5'er incorporé à l'appareil surplus

Puisque de toutes façons tous les éléments du récepteur surplus suivant le premier transfo MF deviennent inutilisables avec l'adjonction d'un Q5'er, pourquoi ne pas chercher à monter le second changement de fréquence et l'ampli MF sélectif sur ce récepteur en utilisant au maximum les éléments existants ?

Conservons l'exemple du BC454. La figure 2 montre que cela est parfaitement possible sans gros travail.

Remplaçons les transfos originaux MF_2 et MF_3 accordés sur 1 415 Kc par d'autres accordés sur une fréquence beaucoup plus basse. Si l'on possède des transfos MF 85 Kc provenant d'un BC453, c'est le moment ou jamais de les employer car, extérieurement semblables à ceux du BC454, il suffit de les embrocher à la place de ces derniers sans avoir la moindre modification mécanique ou de câblage à effectuer. Rien n'empêche évidemment si l'on n'en possède pas de mettre à la place d'autres transfos, de préférence accordés aux environs de 100 Kc, voir même des 455 Kc modernes au ferroxcube qui, sans donner une sélectivité comparable à celle fournie par les modèles accordés sur des fréquences plus basses, donneront cependant un résultat intéressant.

La seule modification du câblage du récepteur portera sur le support de la première lampe MF. Il faut en effet enlever cette 12SK7 et la remplacer par une seconde 12K8 (on pourrait aussi employer une 12SA7). Cette 12K8, appelée à convertir le

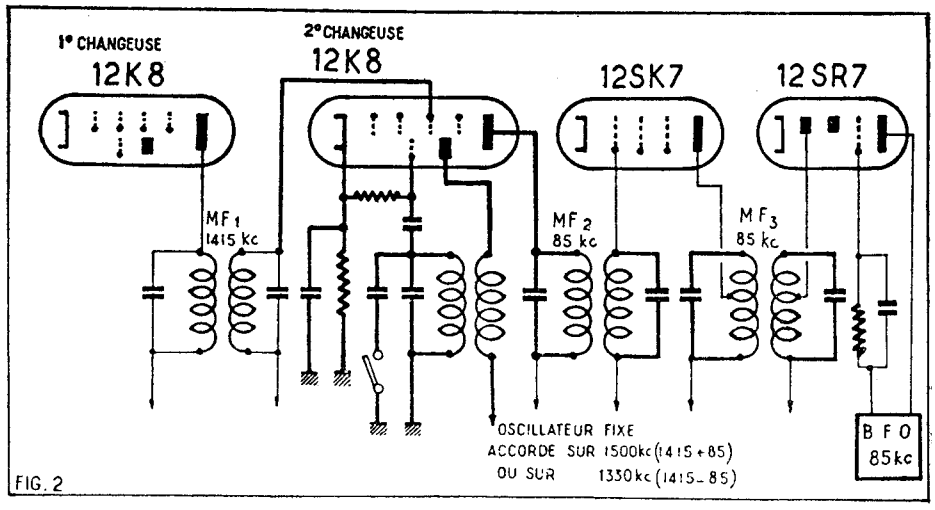


FIG. 2

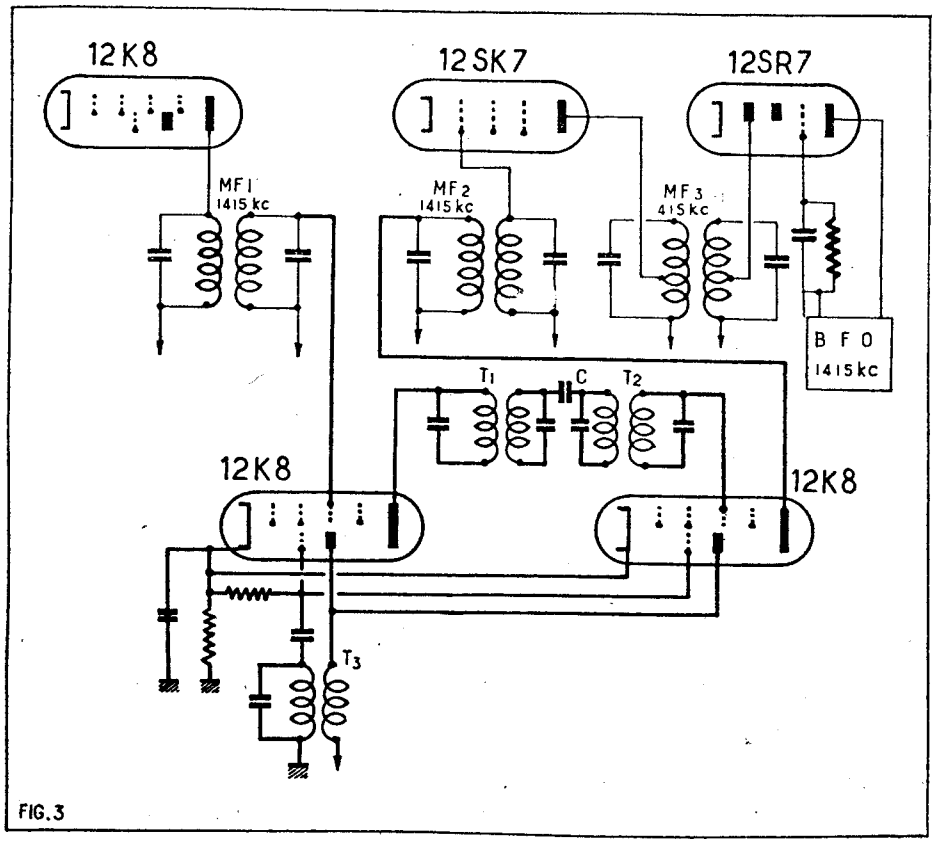


FIG. 3

1 415 Kc en 85 Kc, si l'on emploie des transfos de BC453, nécessitera naturellement un oscillateur local fixe qui devra être accordé sur 1 415 + 85 = 1 500 Kc ou sur 1 415 — 85 = 1 330 Kc.

Le seul inconvénient du système est que le BFO 1 415 Kc du BC454 sera inutilisable comme tel et devra être remplacé par un autre accordé sur 85 Kc.

Cependant, le BFO 1 415 Kc se trouve opportunément placé dans l'appareil à proximité du support de l'ancienne première MF qui devient dans notre conversion seconde changeuse de fréquence. Il va nous fournir l'oscillateur local de cette dernière. Il suffira en effet d'adjoindre une petite capacité en parallèle sur son enroulement accordé pour le faire osciller sur 1 330 Kc. On pourrait également réduire la capacité d'accord de cet ancien BFO pour le faire osciller sur 1 500 Kc.

Un raffinement fort intéressant consiste à adopter cette dernière solution et à disposer un petit interrupteur tumbler permettant de mettre en parallèle une capacité supplémentaire de façon à pouvoir au choix faire osciller l'oscillateur sur 1 500 Kc ou sur 1 330 Kc.

Le résultat est le même dans les deux cas, direz-vous, alors pourquoi cette complication ? Pour une raison fort simple : les harmoniques d'un oscillateur sur 1 500 Kc sont différents de ceux d'un autre oscillant sur 1 330 Kc. Ainsi, lorsqu'un harmonique intempestif viendra brouiller une réception, il suffira d'actionner l'interrupteur pour s'en débarrasser.

Un montage original

Il existe un procédé fort peu connu d'incorporation d'un Q5'er à un récepteur surplus insuffisamment sélectif permettant de conserver le BFO d'origine de l'appareil au prix il est vrai d'un encombrement légèrement plus grand.

Ce montage (fig. 3) est particulièrement intéressant car il ne demande aucune modification du récepteur surplus. Il suffit d'enlever de son support l'une des lampes MF et de raccorder respectivement à la broche grille de commande et à la broche plaque du support de cette lampe un circuit auxiliaire comprenant deux lampes, un bobinage oscillateur et deux (ou mieux trois) transfos MF accordés sur une fréquence basse donnant la sélectivité désirée.

Les pièces de ce circuit auxiliaire peuvent être aisément casées dans un récepteur tel que le BC458 mais avec un appareil extrêmement compact tel que le BC454, on est forcé de les monter « hors bord ». Pour faciliter la comparaison avec les montages précédents, nous conserverons cependant à titre d'exemple le BC454.

A la sortie du premier transfo MF de cet appareil, nous avons du 1 415 Kc que nous appliquons à une première changeuse de fréquence 12K8 (ou autre) qui le convertit en 85 Kc si T_1 et T_2 sont des MF de BC453. Ces deux transfos montés en cascade, la liaison étant assurée par un petit condensateur C, de valeur n'excédant pas 10 pF, constituent le filtre sélectif. A la sortie de T_2, le signal 85 Kc est appliqué à une seconde changeuse de fréquence 12K8 qui le ramène à la valeur initiale de 1 415 Kc pour attaquer le second étage MF du BC454. Le signal arrivant ainsi à la détection reste donc de 1 415 Kc, ce qui permet le fonctionnement du BFO d'origine.

Voilà, direz-vous, le récepteur transformé en triple changement de fréquence, voire même quadruple si l'on fait précéder l'appareil d'un convertisseur pour étendre sa gamme de réception. Gare aux « petits oiseaux » occasionnés par les harmoniques des oscillateurs locaux !

En fait, ce triple changement de fréquence se comporte exactement comme un double car — et c'est là toute l'astuce du montage — *les deux 12K8 du circuit auxiliaire se contentent d'un unique oscillateur local fixe* pour assurer deux changements de fréquence. Pour transformer le 1 415 Kc d'entrée en 85 Kc, l'oscillateur T_2 doit être réglé sur 1 500 Kc ou 1 330 Kc. Or, les mêmes fréquences d'oscillateur conviennent également pour ramener ensuite le 85 Kc à du 1 415 Kc ! C'est pourquoi les parties triodes des deux 12K8 peuvent être montées en parallèle (grilles, plaques et cathodes réunies entre elles) et un seul bobinage oscillateur monté comme s'il ne s'agissait que d'une seule lampe.

Bien que nous ne l'ayons pas représenté sur la figure 3, un interrupteur permettant comme dans le schéma de la figure 2 d'utiliser au choix l'une ou l'autre des deux fréquences permettant la conversion afin de rejeter les harmoniques éventuels de l'oscillateur tombant dans les gammes de réception constituerait un raffinement intéressant.

SUD AVENIR RADIO
22, boulevard de l'Indépendance
13-MARSEILLE (12e)
Téléphone : 62-84-26

VOUS PROPOSE
Un stock varié et permanent en matériels de
TELECOMMUNICATIONS
MESURES
ELECTRONIQUE
en provenance de
SURPLUS
FRANÇAIS ET D'IMPORTATION
(R.A.F. - U.S. NAVY - US AIR-FORCE, etc...)

NEUF & OCCASION
- COMPOSANTS
- EMETTEURS
- RECEPTEURS DE TRAFIC
- RADARS
- ALIMENTATIONS
- APPAREILS DE MESURE
- SERVO-MECANISMES

etc., etc...

Un stock de « CAPITALE » des prix de .. « PROVINCE »
un service technique compétent

Listes gratuites c/ enveloppe timbrée
Références :
Enseignement Supérieur - Administrations
Laboratoires d'Etudes et de Recherches, etc...

UN APPAREIL INTROUVABLE AILLEURS EST PEUT-ÊTRE DISPONIBLE CHEZ NOUS...
VOUS AVEZ INTERET A NOUS CONSULTER !

conversion des "command Sets" et multiples idées et tuyaux

Si la réalisation simple que nous venons de décrire avait le grand mérite d'éviter à l'amateur inexpérimenté de se lancer sans guide dans une grande aventure à l'issue douteuse à l'intérieur du châssis, elle présentait cependant certains inconvénients, pas très sérieux, il est vrai.

Le premier de ces inconvénients résultait de ce qu'il s'agissait d'une alimentation par auto-transformateur et que, de ce fait, l'un des pôles du secteur se trouvait relié au châssis qui est en même temps la boîte du poste, d'où une possibilité d'électrocution, identique à celle que présentent les récepteurs tous courants. Dans la majorité des cas, on ne risque qu'une secousse désagréable mais sans gravité, mais la chose pourrait devenir grave si l'on touchait, par exemple, le poste d'une main et une conduite métallique reliée à la terre de l'autre. Le remède est simple : il suffit d'enfermer le poste dans une boîte en bois l'entourant complètement à l'exception du panneau avant. Toutes les parties métalliques de ce dernier reliées à la masse seront recouvertes de papier fort, de rhodoïd ou de matière plastique et l'on enrobera de chatterton le « canon » de l'axe de commande des condensateurs variables.

Le second inconvénient est qu'en utilisant un chauffage filaments de 25 V, on ne peut employer que des lampes chauffées sous 12 V (en conservant le montage série-parallèle des filaments) ou sous 25 V (en modifiant le câblage pour mettre les filaments en parallèle). Le seul intérêt de ce système est la possibilité d'employer une 25L6 à la place de la 12A6. Il est mince si l'on considère qu'il sera impossible dans ces conditions de se servir des lampes 6,3 V plus courantes.

La figure 1-B montre le câblage à adopter si l'on veut employer une 25L6. La résistance en série avec le filament de la 12SR7 devra faire 84 Ω pouvant dissiper au moins 2 W. *La figure 1-A montre le câblage des filaments tel qu'il se trouve dans le poste avant modifications.*

Pour en revenir à notre alimentation par auto-transfo, le remède au second inconvénient a été prévu puisque nous vous avons fait des prises 6,3 V et 12,6 V sur l'enroulement chauffage. En conclusion, cette alimentation, en employant le chauffage 25 V, est pleinement susceptible de satisfaire les amateurs pas trop sûrs d'eux qui redoutent, à juste titre, de tout gâcher en maniant le fer à souder et la pince coupante à l'intérieur d'un châssis leur paraissant fortement encombré. Donc, un bon conseil : dévissez la plaque de base du poste et regardez bien le câblage. *Les circuits filaments sont câblés en fil blanc, les circuits haute tension et plaques en rouge, les circuits écrans en jaune et les circuits cathodes en vert* (à supposer, bien entendu, que vous ne soyez pas tombé sur un appareil « bricolé »). Ne soyez pas présomptueux et, si vous ne vous sentez pas l'expérience voulue, ne modifiez rien, tout au moins pour le moment.

Pour les autres amateurs, qui ont déjà monté avec succès des récepteurs à changement de fréquence, une plus grande audace est permise et un léger travail leur ouvrira de nombreuses possibilités.

Le chauffage 12 volts, solution idéale

Nous ne perdons pas de vue que les Command Sets ont été prévus pour être alimentés à partir d'accumulateurs et que de plus en plus les automobiles sont dotées de batteries de 12 V. En période de vacances, il est inutile de souligner l'intérêt de cet aspect de la question. Il suffit en effet de raccorder une alimentation quelconque de poste auto aux trois douilles verticales du pont arrière du poste pour pouvoir se passer d'alimentation secteur et faire de l'écoute dans la nature. L'alimentation peut aussi bien être à vibreur qu'à convertisseur rotatif (dynamotor). Nous conseillons cependant le dynamotor étant donné qu'un tel convertisseur rotatif équipait primitivement les appareils et qu'il est possible d'en trouver à des prix abordables chez les marchands de surplus.

Cependant, attention ! Il ne s'agit pas d'acheter n'importe quel dynamotor que le marchand vous dit pouvoir fonctionner sur batterie 12 V. La plupart des appareils militaires sont en effet prévus pour fonctionner sur une batterie de 24 à 28 V que pratiquement aucun particulier n'a à sa disposition. Présentés comme tels, les dynamotors 24 ou 28 V seraient pratiquement invendables. Or, un dynamotor 24 V fonctionne encore si on ne lui applique que 12 V, mais la haute tension délivrée et le débit diminuent de plus de moitié. Il se trouve des marchands qui vous présentent un tel appareil comme délivrant sous 12 V la haute tension de 200 à 250 V que vous désirez. C'est souvent exact à vide, mais une fois branché sur l'appareil à alimenter, vous constatez que la haute tension tombe parce que l'intensité délivrée est insuffisante.

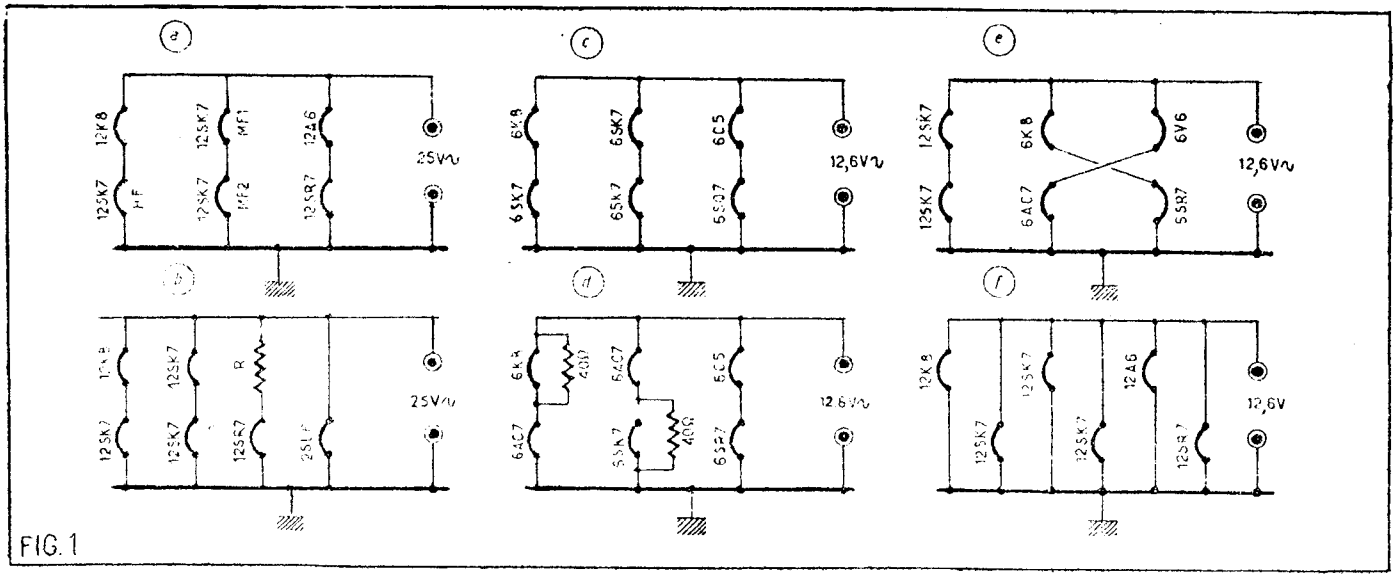


FIG. 1

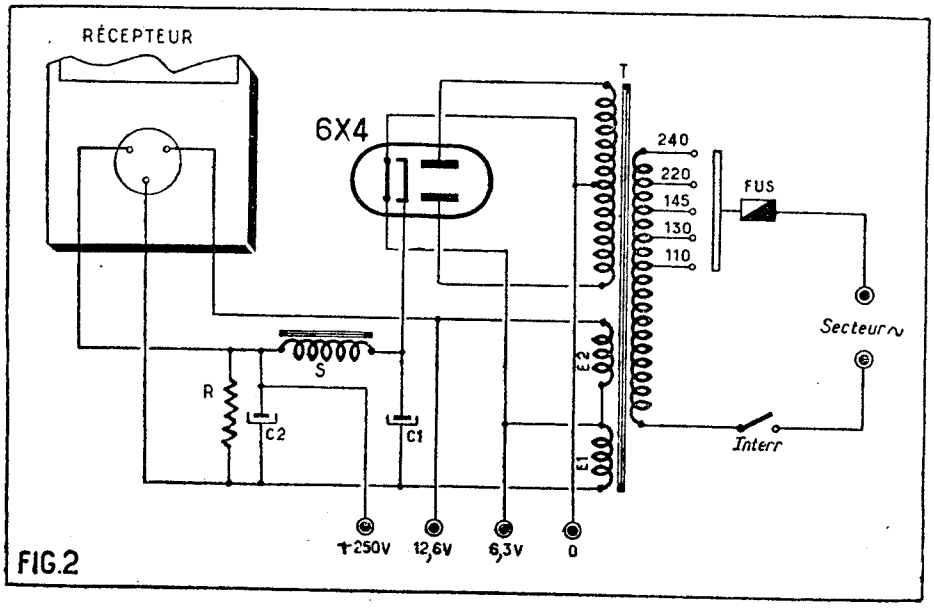


FIG.2

Une autre considération capitale lorsqu'on achète une alimentation sur batterie dynamotor ou à vibreur est la consommation à vide. Si cette consommation est trop grande, on a rapidement la désagréable surprise de constater que ses accus sont à plat.

Précisons que, dans le cas qui nous occupe, la consommation à vide du dynamotor ne doit pas excéder 1,3 A. Notre dynamotor devra également pouvoir délivrer en service continu 60 à 65 millis sous 200 à 250 V, soit une consommation de 15 W environ.

Le plus simple est évidemment de tomber sur un dynamotor portant sur une plaquette les renseignements fournis par son constructeur vous assurant qu'il est bien prévu pour 12 V, que la haute tension qu'il délivre fait bien 200 à 250 V sous une intensité de 60 à 65 millis et que sa consommation n'est pas exagérée. Le fin du fin est de mettre la main sur un modèle s'adaptant parfaitement sur les trois broches et les coussinets du pont arrière de notre poste.

L'alimentation par vibreur présente l'avantage de moins tirer sur l'accu. Son rendement (rapport entre la consommation à vide et la consommation en charge) peut en effet atteindre 7 %, alors qu'il n'est que de 50 à 60 % pour un dynamotor.

Disons enfin pour en terminer avec l'utilisation « en mobile » que les command sets fonctionnaient à bord d'avions ayant des accus de 28 V et que les petits dynamotors équipant les récepteurs portaient l'immatriculation DM 32-A ou 5DY82AB1 et délivraient 250 V sous 60 millis avec une consommation de 28 V sous 1,1 A.

Ce renseignement peut être utile à celui qui a eu la chance de tomber sur un récepteur complet (une telle chance nous est arrivée) ; il suffit alors de brancher le poste sur un accu de 24 ou de 28 V, ou deux accus de 12 V en série. Le récepteur peut alors être utilisé avec les lampes pour lesquelles il a été prévu sans modifier le câblage des filaments. Signalons pourtant que la solution apparemment élégante consistant à mettre en série avec l'accu 12 V de votre voiture un second accu identique, logé par exemple dans la malle arrière, présente des inconvénients. En effet, l'un des accus se décharge plus vite que l'autre.

Alimentation secteur 12 volts

Le montage d'une telle alimentation ne présente pas la moindre difficulté. En effet, il suffit de monter en série les deux enroulements 6,3 V d'un transformateur d'alimentation standard prévu pour valve à chauffage 6 V. Il faudra, bien entendu, puisque le chauffage des lampes et de la valve s'effectuera sur le même enroulement, prendre une valve à cathode isolée du chauffage, 6X4 ou EZ40 ou EZ80.

On peut même, sans inconvénient, utiliser un transfo d'alimentation ayant un enroulement 6,3 V et un enroulement 5 V en mettant également les deux enroulements en série. La tension de chauffage ne sera que de 11,3 V au lieu de 12,6 mais le rendement ne s'en trouve nullement affecté.

Si l'on emploie un transfo avec enroulement 5 V en série avec le 6,3, il faut alimenter la valve sur l'enroulement 6,3 V primitivement prévu pour les lampes et non sur celui de 5 V destiné par le constructeur au chauffage de la valve. Un sous-voltage du filament de la valve n'est en effet pas recommandé.

T = transfo 2 × 280 V 65 millis.

E_1 = enroulement 6,3 V prévu pour le chauffage des lampes.

E_2 = enroulement 6,3 V (ou à la rigueur 5 V) prévus pour le chauffage de la valve.

S = self filtrage miniature.

$C_1 = C_2$ = électrochimiques miniatures 8 Mfd.

R = bleeder 50 000 Ω 2 W.

La question des enroulements chauffage en série mise à part, l'alimentation est tout à fait classique avec redressement des deux alternances d'un enroulement haute tension à prise médiane. Il est recommandé de prendre un transfo d'alimentation dit « pour haut-parleur à aimant permanent » ne délivrant pas plus de 280 à 300 V de haute tension. Nous renvoyons le lecteur à ce qui a été dit dans notre précédent article sur la consommation du récepteur et la nécessité de ne pas avoir de pointes de haute tension dépassant 250 V à l'allumage.

En pratique, un petit transfo délivrant quelque 200 V sous une cinquantaine de millis pourrait faire parfaitement l'affaire pour alimenter le poste tel quel. Il faut cependant prévoir que les perfectionnements que nous allons apporter au récepteur et, en particulier, le ou les adaptateurs que nous lui adjoindrons pour en faire un toutes ondes intégral à bandes étalées, grâce au double changement de fréquence, augmenteront la consommation. Nous prendrons donc un transfo donnant au moins 65 millis. On trouve facilement dans le commerce de tels transfos d'un encombrement assez réduit et, en employant des condensateurs électrochimiques miniatures avec une petite self de filtrage de tous courants, voire même une simple résistance (procédé que nous n'aimons personnellement guère), il est possible de réaliser une alimentation secteur tenant très peu de place.

Nous l'avons personnellement montée sur l'embase du dynamotor DM-32-A qui se trouvait encore sur l'un des appareils que nous nous sommes procurés (le dynamotor proprement dit en a évidemment été préalablement séparé étant donné qu'il ne pouvait nous servir du fait de son alimentation sous 28 V). L'avantage de ce procédé est que sur cette plaquette de 114 mm sur 68 se trouvent les trois douilles correspondant aux trois broches sortant du châssis ainsi que quatre clips, analogues à ceux qui permettent de fixer le couvercle du compartiment à lampes, qui assurent une fixation parfaite sur les coussinets élastiques. On peut ainsi passer en un clin d'œil de l'alimentation secteur à l'alimentation batterie: il suffit d'embrocher sur la plage arrière du poste, soit le dynamotor, soit l'alimentation secteur compacte. L'amateur moyennement adroit n'aura pas de mal, nous en sommes certains, à se confectionner une plaquette aux dimensions indiquées avec, au centre, les trois douilles voulues.

Détail important. Ne pas omettre de placer en un endroit accessible de l'alimentation, lorsqu'elle est en place sur le poste, une petite prise à quatre pôles (haute tension, 12,6 V, 6,3 V et masse) qui permettra d'alimenter des adaptateurs extérieurs au poste. La figure 2 donne le schéma de l'alimentation.

Quelles lampes utiliser ?

1° EN LAISSANT LE CABLAGE DES FILAMENTS TEL QUEL.

Du fait du montage série-parallèle, il nous faut employer des lampes 6,3 V.

A la place des 12SK7 : 6SK7, 6SG7, 6SH7, 6SJ7, 6SS7. Toutes ces penthodes haute fréquence ont, en effet, le même brochage et la même consommation (0,3 A). Certaines sont à pente variable, d'autres à pente fixe, mais cela n'a pour le moment aucune importance, le récepteur n'ayant pas d'antifading.

A la place de la 12K8 : 6K8. Nous ne conseillons pas l'utilisation d'un autre type de lampe car cela risquerait de ruiner l'alignement. On peut pourtant essayer provisoirement une 6E8, mais cette lampe n'existe pas dans la série « métal » ou « bantam » et a le grand tort d'être trop haute et d'empêcher de fermer le couvercle du poste. Il faudra aussi allonger la connexion souple allant à son téton de grille de commande, et surtout de la blinder.

A la place de la 12SR7 : 6SR7 ou 6SQ7.

Avec la 12A6, nous abordons un problème plus ardu, cette penthode de puissance à faible consommation filament, spécialement conçue pour l'équipement des postes « mobiles » n'a, en effet, pas d'équivalent en 6 V. Comme dans le poste, la 12A6 est montée plus en amplificatrice

de tension qu'en amplificatrice de puissance et que son brochage (identique à celui de la 6V6) s'y prête sans modifications, on mettra à sa place une 6C5 ou une 6J5 qui feront parfaitement l'affaire pour le moment (fig. 1-C).

Toutes les lampes dont nous venons de prévoir l'utilisation sont chauffées sous 0,3 A et ne nécessitent aucune modification de câblage. Il existe nombre d'autres possibilités, mais en aucun cas il ne faut perdre de vue que *les lampes dont les filaments sont en série doivent avoir la même consommation chauffage*, sinon il faut mettre en parallèle, sur le filament de celle des deux lampes qui consomme le moins, une résistance égalisant le débit avec celui de la lampe consommant le plus. Donnons un exemple présentant, en outre, un intérêt pratique. Beaucoup d'amateurs ont dans leurs tiroirs des lampes métal 6AC7-1852, penthodes HF à très grande pente, chauffées sous 6,3 V 0,45 A.

Ces lampes se prêtent parfaitement au remplacement des 12SK7 et si nous ne les avons pas mentionnées précédemment, c'est justement à cause de leur intensité de chauffage différente de celle des autres lampes signalées. Les deux lampes amplificatrices moyenne fréquence ayant leurs filaments en série, on peut parfaitement employer pour cette fonction deux 6AC7 (même brochage que la 12SK7). Mais il ne faut pas mettre une 6AC7 et, par exemple, une 6SK7 qui ne consomme que 0,3 A au filament. La chose est faisable, mais il faudra mettre en parallèle sur le filament de la 6SK7 une résistance dissipant 0,15 A sous 6,3 V, c'est-à-dire 42 Ω.

La même chose est valable si l'on met une 6AC 7 en haute fréquence, fonction pour laquelle elle est particulièrement recommandable. Il faudra également shunter le filament de la 6K8 par une résistance de 40 Ω (en chiffres ronds). Cette résistance devra au moins dissiper un watt et, pour éviter l'échauffement, la prendre d'un wattage supérieur (fig. 1-D).

Les possibilités de substitution de lampes sont presque infinies et, avant de laisser le lecteur se livrer à ce petit jeu passionnant avec le concours d'un lexique de lampes, nous signalerons encore la modification de câblage des filaments de la figure 1-E permettant de remplacer la 12A6 par la classique 6V6 en alimentant son filament en série avec celui d'une 6AC7.

2° EN MODIFIANT LE CABLAGE POUR QUE TOUS LES FILAMENTS SOIENT EN PARALLELE (fig. 1-F).

Il n'est plus besoin de tenir compte de la consommation filament des lampes employées, il suffit qu'elles soient chauffées sous 12 V. Outre les lampes pour lesquelles a été fait le poste, les équivalents en 12 V des lampes 6,3 V dont nous avons vu précédemment la possibilité d'emploi dans le montage parallèle font l'affaire. Nous ne nous étendrons guère là-dessus, ces lampes étant peu courantes chez nous.

Pour modifier le câblage des circuits filaments, il faut dévisser les petites vis qui fixent aux parois latérales du châssis les blocs de condensateurs, leurs connexions sont assez longues pour permettre de les écarter de façon à rendre accessibles les supports de lampes qu'ils recouvrent. Ne pas oublier ensuite de les revisser car leurs boîtiers forment retour à la masse.

Les possibilités de remplacement des lampes par d'autres ayant même brochage sont multiples, nous venons de le voir. Elles peuvent être étendues considérablement en fabriquant avec de vieux culots de lampes des intercalaires. On pourra ainsi mettre des 6BA6, EF41, EF42, EF80, EF85 à la place des 6SK7, des UF41 ou 12BA6 à la place des 12 SK7, des 6AT7 ou 6AV7 à la place des 6SR7 ou 6SQ7, etc.

Signalons que la lampe ayant les caractéristiques se rapprochant le plus de celles de la 12A6 est la EL42. La différence la plus notable est que cette dernière est chauffée sous 6,3 V 0,2 A.

En haute et en moyenne fréquence, il faudra bien entendu blinder les intercalaires et les lampes que l'on mettra dessus.

anatomie des "command Sets"

Après vous avoir appris à faire marcher « tout bêtement » votre command set, votre guide vous convie maintenant à une visite accompagnée à l'intérieur de l'engin, schéma de principe à l'appui, visite à la suite de laquelle l'appareil n'aura pour vous plus de mystère. La connaissance approfondie du montage est en effet nécessaire pour les perfectionnements que nous comptons y apporter par la suite, sans parler d'éventuels dépannages. Un amateur digne de ce nom répugne à se servir d'un appareil dont il ignore ce qu'il a dans le ventre.

Commencez par dévisser la plaque de base du châssis, puis le grand blindage couvercle du dessus. Ce dernier, une fois enlevé, fait apparaître un autre blindage recouvrant les condensateurs variables près du panneau avant. Pour qu'il s'en aille également, il faut dévisser les deux petites vis que le fixent au châssis, au ras de ce dernier, près du support de la 12K8. Pour ce faire, il est nécessaire d'enlever non seulement les lampes, si ce n'est déjà fait, mais aussi le premier transformateur moyenne fréquence (dévisser les deux vis fixant au châssis les deux petites oreilles situées de part et d'autre de son embase et tirer vers le haut).

L'appareil que nous examinons et dont nous donnons le schéma est un BC 455-B, mais nous indiquerons au passage les minimes différences existant avec le BC 453 et le BC 454, ainsi qu'entre les modèles A et B. Noter que les prises J 1 (prise située au fond de la cuvette de la face avant), J 2 (prise à trois broches du dynamotor) et J 3 (prise de la paroi arrière) sont figurées sur le schéma de la figure 1, *vues de l'extérieur du châssis.*

Certains de nos lecteurs connaissent certainement le système consistant à noter, comme c'est le cas sur notre schéma, à côté de la représentation de chaque électrode d'une lampe, un chiffre indiquant sur quelle broche sort l'électrode en question. Cette notation très pratique, qui évite d'avoir à se reporter à chaque instant à un lexique de lampes, est d'usage courant aux Etats-Unis, mais malheureusement encore peu répandue en France. Donnons donc des précisions à son sujet. Tout le monde sait que lorsqu'on figure la correspondance des diverses broches d'une lampe, c'est toujours vu de dessous, c'est-à-dire du côté du support de lampe où se trouvent les cosses à souder, donc généralement de l'intérieur du châssis, du côté du support opposé à celui où se trouve la lampe. Or, dans les lampes modernes ayant leurs broches également espacées selon une circonférence, il existe nécessairement un repère pour éviter que la lampe ne soit embrochée de travers. C'est un ergot pour les lampes octal et rimlock ou un espacement plus grand entre deux des broches pour les miniatures et les noval. Partant de ce repère en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, nous appelons 1 la broche se trouvant immédiatement après l'ergot ou le plus grand espacement, 2 la suivante, etc.

La même chose s'applique aux prises circulaires telles que celles que nous trouvons sur l'appareil qui nous intéresse.

Emplacement des pièces à l'intérieur du châssis

Le poste étant sens dessus dessous, la plaque de base enlevée comme nous l'avons indiqué et le panneau avant devant vous, vous êtes d'emblée frappé par la présence de dix boîtiers en aluminium cylindriques — à une exception près — fixés perpendiculairement à chacun des plus longs côtés du châssis, cinq par côté. Cette disposition présente l'inconvénient de cacher une bonne partie des éléments se trouvant au fond du châssis. Heureusement, le câblage est en fil semi-souple, de sorte qu'en dévissant les deux ou trois vis qui fixent les boîtiers à la paroi, il est possible de les déplacer suffisamment pour accéder aux pièces cachées sans avoir à rien dessouder. Une vue d'ensemble permettant la compréhension du câblage étant pourtant impossible dans ces conditions, nous replions par la pensée vers l'extérieur les parois latérales et avons la figure 3 qui, avec le schéma de la figure 1 et en vous souvenant du code employé pour le câblage, vous permettra de vous y retrouver assez facilement en suivant nos explications ultérieures. Rappelons ce code : les circuits cathodes sont câblés en vert, les circuits grilles de commande en bleu, les circuits haute tension et plaques en rouge, les circuits basse tension en blanc et les circuits alimentant les écrans en jaune.

Notons que les condensateurs de découplage se trouvent dans les boîtiers fixés aux parois latérales. La sortie à la masse est assurée par la fixation du boîtier au châssis. Chacune des sorties isolées de ces boîtiers correspond donc à un condensateur de découplage séparé. D'où la notation adoptée sur le schéma où nous trouvons, par exemple, des condensateurs marqués C 7 A, C 7 B et C 7 C, ce qui indique qu'ils se trouvent dans le même boîtier. Remarquons que les blocs C 7, C 15, C 6 et C 20 sont identiques et renferment chacun trois condensateurs de 0,05 µF. Cependant, comme la sortie C 20 B n'est pas utilisée, on trouve sur certains modèles un bloc ne comprenant que deux condensateurs au lieu de trois.

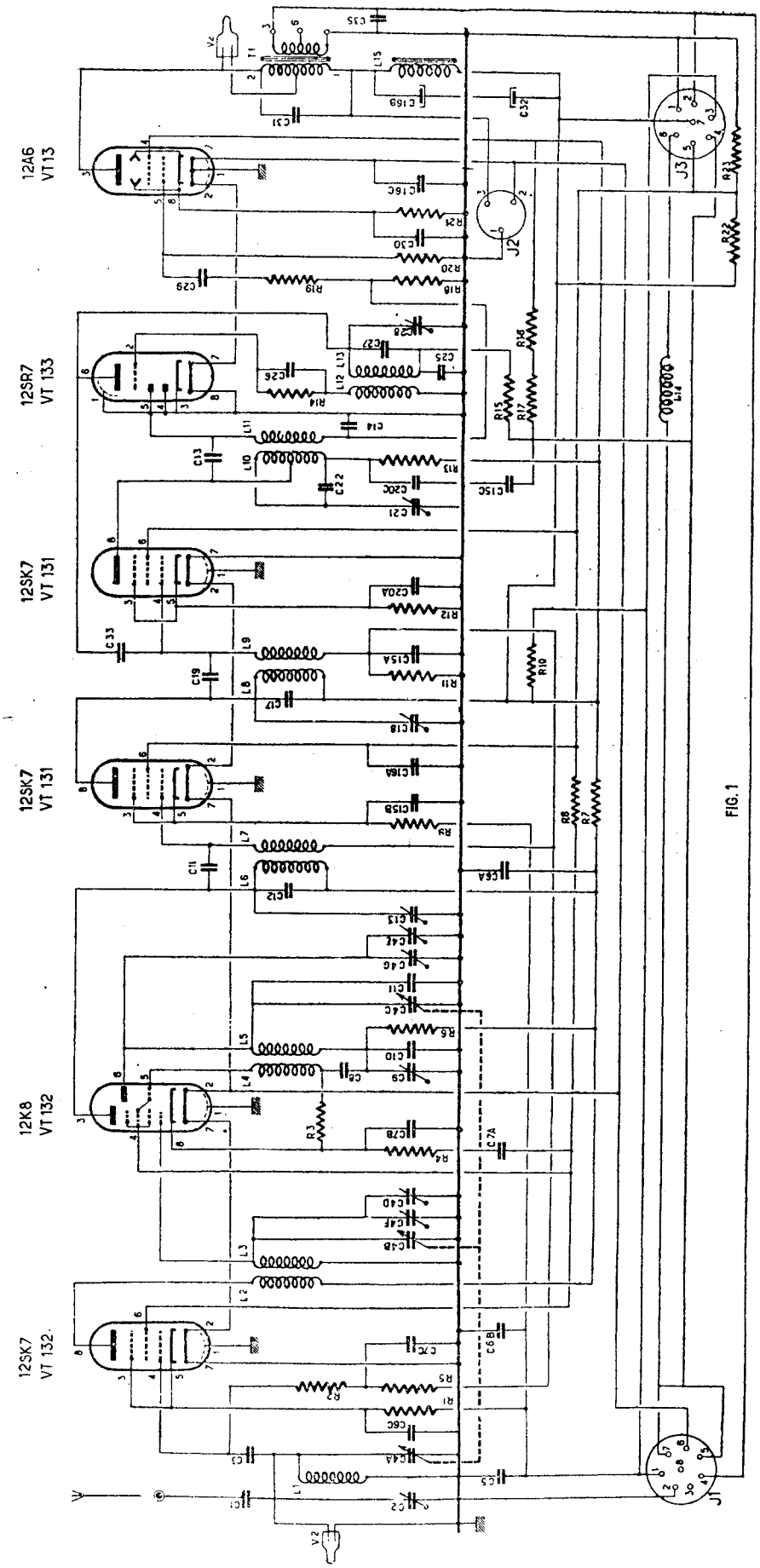


FIG. 1

Signalons au passage que le nombre et la valeur des condensateurs se trouvant dans le boîtier sont généralement gravés sur ce dernier, mais en notation américaine. On peut ainsi lire sur les boîtiers dont nous venons de parler : 3 × .05. Les Anglo-Saxons emploient en effet en mathématiques le point là où nous mettons une virgule et vice-versa. D'autre part, les Américains omettent le zéro précédant la virgule, de sorte que .05 signifie 0,05.

Remarquons que la plupart des résistances du récepteur se trouvent groupées par quatre sur quatre plaquettes encadrant le support du second transformateur moyenne fréquence. Ces plaquettes portent à leurs extrémités deux oreilles vissées au châssis et sur lesquelles se font les retours à la masse des résistances devant y être reliées.

Disons encore que nous avons figuré horizontalement sur la figure 3 la prise J 1 qui se trouve en réalité disposée verticalement au fond de la cuvette ; que sur cette figure les prises J 1 et J 3 sont vues de l'intérieur du châssis alors qu'elles sont figurées vues de l'extérieur sur la figure 1.

Relations entre les trois prises

Eh ! oui, nous revenons encore sur ces fameuses prises. Nous n'avons en effet pas donné de précisions sur la prise de la paroi arrière (J 3) dont il était possible de ne pas tenir compte pour faire fonctionner l'appareil. Grâce au schéma complet que nous publions, il est enfin possible d'expliquer sans trop de difficulté son utilité ainsi que ses rapports avec J 1 et J 2.

Lors du fonctionnement normal de l'appareil sur batterie, le « moins » basse tension venant de l'accumulateur arrive à la douille 1 de J 3, qui se trouve reliée à la masse et partant à la broche 1 de J 2. L'arrivée du « plus » basse tension se fait à la douille 6. Un fil blanc relie cette douille à l'une des bornes de la self de choc haute fréquence L_{14}, petit boîtier cylindrique fixé perpendiculairement au fond du châssis et qui masque la prise J 2. Cette self a une inductance de 112 µH et sa résistance en continu n'est que de 0,15 Ω, donc pratiquement négligeable. Cette self a pour mission de bloquer l'entrée de la haute fréquence qu'auraient pu capter les câbles d'alimentation basse tension. A la sortie de cette self, la plus basse tension devrait normalement aller directement à la prise 2 de J 2 pour faire tourner le dynamotor ainsi qu'à l'extrémité des filaments des lampes qui n'est pas reliée à la masse. C'est effectivement ce qui a lieu, mais par un long détour. De la sortie de L_{14} part une longue connexion qui court tout le long de la paroi gauche du châssis (le poste étant à l'envers comme indiqué précédemment) et aboutit à la broche 7 de la prise avant J 1. Ceci pour permettre de brancher un interrupteur entre cette broche et la broche 6 pour allumer ou éteindre le poste. Signalons au passage que les Américains avaient lans leurs accessoires pour command sets un boîtier adaptateur s'embrochant dans la cuvette avant du poste et comportant le volume contrôle, l'interrupteur de BFO et l'interrupteur de fonctionnement du poste par coupure de l'arrivée basse tension. Le problème de l'encombrement des pièces se trouvait résolu dans ce boîtier par l'emploi d'un commutateur miniature à trois positions à la place des deux interrupteurs. Sur ce boîtier, portant l'immatriculation FT-260 A, il n'y avait pas de prises de casque.

De la broche 6 de J 1, une connexion blanche rejoint, évidemment, l'une des extrémités des filaments des lampes et la

broche 2 de J 2 qui se trouve découplée à la masse par le condensateur C_{16C} de 0,22 µF.

Le circuit basse tension étant fermé, le dynamotor peut fonctionner et la haute tension faire son apparition sur la broche 3 de J 2. Cette haute tension non filtrée va, d'une part, à l'une des sorties de l'enroulement primaire du transformateur de sortie de la 12A6 (portant le n° 1 inscrit à côté sur le boîtier) et, d'autre part, à un système de filtrage constitué par l'ensemble C_{16B}, L_{15} et C_{32}. C_{16B} est un condensateur de 0,22 µF. L_{15} est une self de choc basse fréquence de 3 H sous 50 mA dont la résistance en continu est de 325 Ω. Quant à C_{32}, c'est un condensateur de 5 µF. La sortie de ce filtre aboutit à la douille 7 (centrale) de la prise J 3. Entre cette prise et la masse est disposé le diviseur de tension constitué par deux résistances bobinées de 7 000 Ω 7 W chacune en série, R_{28} et R_{29} dont le point milieu donne la haute tension intermédiaire destinée à l'alimentation des écrans des lampes haute fréquence et moyenne fréquence. Ce point est relié par une connexion jaune à la douille 5 de la prise J 3. Toutes les autres connexions du circuit haute tension que nous venons d'étudier sont câblées en fil rouge. Les résistances R_{22} et R_{23} sont les deux tubes noirs fixés côte à côte sur le fond du châssis auquel ils sont perpendiculaires, entre la self de choc basse tension L_{14} et le support de la 12SR7.

NOTONS DONC QUE NOUS POUVONS PRÉLEVER LA HAUTE TENSION SUR LA PRISE 7 ET UNE HAUTE TENSION INTERMÉDIAIRE D'UNE CENTAINE DE VOLTS SUR LA PRISE 5 DE J 3. Cela pourra être utile pour alimenter des convertisseurs ou simplement pour vérifier que les tensions sont correctes sans avoir à démonter la plaque de base du poste.

La prise 3 de J 3 est reliée par une longue connexion verte à la prise 1 de J 1 entre laquelle et la masse, nous avons branché le rhéostat volume contrôle de 50 000 Ω. Donc, si, pour une raison ou une autre, nous voulons dégager la cuvette avant, nous pouvons aussi bien monter le volume contrôle entre les prises 3 et 1 (masse) de J 3.

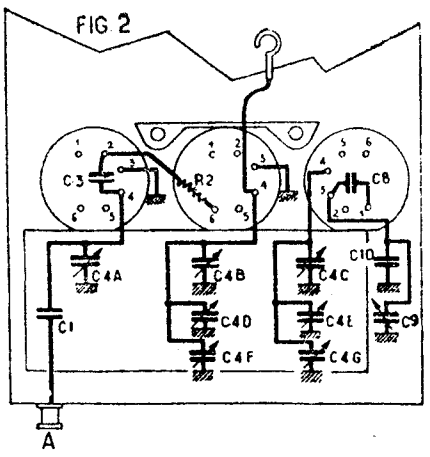
De même, la prise 4 de J 3 est reliée à la prise 5 de J 1 et l'on peut monter l'interrupteur du BFO entre les prises 4 et 1 de J 3.

Quant à la prise 2 de J 3, elle se trouve réunie de la même façon à la prise 4 de J 1. LE CASQUE OU LE HAUT-PARLEUR PEUVENT DONC ÊTRE BRANCHÉS, SOIT ENTRE LES PRISES 4 ET 2 DE J 1, COMME NOUS L'AVONS INDIQUÉ PRÉCÉDEMMENT, SOIT ENTRE LES PRISES 2 ET 1 DE J 3.

Le transformateur de sortie basse fréquence

Il en existe deux modèles qui constituent la principale différence entre les postes « A » et les postes « B ». Celui que nous avons représenté sur la figure 3 est le modèle de poste « B ». Il porte l'immatriculation ES-691027 et présente la particularité d'avoir une prise sur son secondaire permettant d'utiliser au choix un casque (ou haut-parleur) à haute impédance ou à basse impédance. Lorsque le branchement est effectué pour sortie haute impédance (4 000 Ω), la prise 6 n'est pas connectée et deux fils noirs dont l'un va à la prise 2 de J 3 sont reliés à la prise 3 du transfo. Si l'on veut employer un reproducteur à basse impédance (300 Ω), il faut dessouder ces deux fils noirs de la prise 3 qu'on laisse en l'air et les souder à la prise 6.

Le secondaire est shunté par un petit condensateur C_{35} de 750 µF.



Le primaire comporte une prise médiane. Entre cette prise et la prise 2 allant à la plaque de la 12A6 se trouve branchée une petite lampe au néon. Il s'agit là d'un dispositif assez primitif mais intéressant à connaître, destiné à réduire les craquements divers qui déchireraient sans cela les oreilles de celui qui écoute au casque. En effet, dès que le niveau de sortie dépasse un certain point jugé optimum pour une bonne réception au casque, la lampe au néon s'allume et établit un véritable court-circuit sur la moitié du primaire du transfo, ramenant le signal recueilli au secondaire au niveau moyen. Le procédé est intéressant pour la réception au casque mais est déplorable pour l'écoute en haut-parleur. Il faut, en effet, dans ce cas pousser davantage la puissance de sortie et la lampe au néon s'allume plus ou moins suivant la modulation, d'où une sérieuse distorsion. Rien de plus simple dans ce cas que de débrancher la lampe au néon en dessoudant son fil de sortie allant à la prise 2.

En pratique, on obtient de bons résultats en branchant entre les prises 2 et 1 de J 3 un haut-parleur avec transformateur courant d'une impédance de 2 000 à 10 000 Ω.

Le transformateur de sortie des modèles « A », immatriculé 6.308, diffère du précédent en ce qu'il n'a pas de prise sur l'enroulement secondaire et ne peut donner qu'une sortie 8 000 Ω.

La partie haute fréquence

Replaçons maintenant notre récepteur dans sa position normale d'utilisation et partons de la prise d'antenne sur le panneau avant. La figure 2 nous montre schématiquement ce qu'il y a sous le blindage des condensateurs variables. Nous voyons contre le panneau le bloc de CV à trois cages C_1 (ABC). Remarquons que dans chacune des cages de C_{1B} et de C_{1C} se trouvent deux trimmers à air en parallèle C_{10}, C_{9F} et C_{9E}, C_{9G}. L'un des deux trimmers de chaque CV est réglé une fois pour toutes à l'usine et ne doit, en principe, pas être retouché. Si un réalignement est nécessaire, il ne faut régler que chacun de ces ajustables dont l'axe fendu est accessible par un trou au sommet du blindage (le réglage ne doit se faire qu'une fois le blindage remis, car il serait sans cela illusoire).

Les trois CV en ligne C_1 (ABC) ont une capacité maximum qui est de 62 µµF pour le BC 455, 147 µµF pour le BC 454 et 346 µµF pour le BC 453.

Derrière chacune des cages de CV, nous voyons trois supports à six prises sur lesquels vient s'embrocher, à l'intérieur du châssis, le bloc de trois boîtiers de bobinages. La figure 3 nous montre ce qu'il y a à l'intérieur de ce boîtier en supposant son blindage transparent.

Relever le schéma de la partie haute fréquence est un véritable casse-tête chinois, du fait que certains éléments se trouvent au-dessus du châssis, dans le blindage des CV (C_{3}, R_{2}, C_{8}, C_{1}, C_{9}, C_{10}), d'autres à l'intérieur du boîtier à bobinages (R_{3}, R_{6}) et les autres normalement à l'intérieur du châssis. Le système de numérotation des prises de supports de bobinages adopté sur les figures 2 et 3 facilite cependant les choses.

Partant de la prise d'antenne, nous trouvons, à l'intérieur de la cage de C_{1A}, un petit condensateur céramique C_3 ayant une valeur de 8,5 µµF dans le BC 455 et de 11 µµF dans le BC 454 et le BC 453. Ce condensateur est soudé directement au stator du CV, lui-même relié à son extrémité inférieure à la prise 4 du support de bobinage d'accord. La self d'accord L_1 est montée entre les prises 3 (masse) et 4. La prise 4 se trouve reliée à l'intérieur du châssis au petit condensateur variable de fignolage d'accord antenne C_2 d'une valeur de 15 µF dont le rotor est réuni à la masse. Ce petit CV se trouve shunté par la lampe au néon V_1 dont la seule utilité était d'assurer la protection du récepteur en dérivant à la masse la haute fréquence lorsque fonctionnait à côté un émetteur. Cette lampe ne sert à rien pour l'amateur et l'on pourrait l'enlever sans mal. Cependant, comme elle présente une certaine capacité, il serait nécessaire dans certains cas de placer une capacité équivalente en parallèle sur C_2.

Les deux petites lampes au néon V_1 et V_2 sont identiques et s'allument sous 80 V. Lorsque la tension aux bornes dépasse la tension d'allumage, l'intensité traversant la lampe croît rapidement.

La prise 4 du support du bobinage accord HF se trouve reliée par C_8, de 100 µµF, à la prise 2, elle-même connectée sous le châssis à la grille de commande de la lampe haute fréquence. De la prise 2 part la résistance de fuite R_2 de 2 MΩ qui aboutit à la prise 6 du support (central) du transfo HF. Normalement, cette prise devrait être reliée à la masse puisque nous avons dit qu'il n'y a pas d'antifading. Il n'en est pourtant rien et nous abordons ici l'un des points les plus curieux du montage.

Antifading sans antifading

Le retour à la masse des grilles de commande de la lampe HF et de la lampe première MF s'effectue abstraction faite des découplages C_{7C}, R_5 et C_{15A}, par une résistance commune R_{11} qui se trouve elle-même dans le circuit grille de commande de la seconde lampe MF. Cela a pour but d'empêcher la saturation des lampes HF et première MF lorsqu'un signal de 2 V ou plus atteint l'antenne. Lorsqu'un signal, puissant au point de saturer le récepteur, arrive, le courant grille de la seconde lampe MF traversant R_{11} rend négative par rapport à la masse l'extrémité de cette résistance la plus proche de la grille. Or, c'est en ce point que sont connectés les circuits grille de la HF et de la première MF. Du fait de cette tension négative, le gain de ces deux lampes se trouve réduit au point que toute saturation est empêchée. Ce système présente, par rapport à l'antifading classique, l'avantage de ne pas limiter l'amplification maximum du récepteur. Le niveau de sortie de l'appareil est

sensiblement le même lorsqu'on applique à la prise antenne des signaux de 100 µV à 2 V.

Mais revenons-en au support du transformateur haute fréquence. Un coup d'œil sur le schéma de la figure 1 ainsi que sur les figures 2 et 3 vous montre qu'il est tout à fait classique. La haute tension arrive par la prise 2 à l'enroulement plaque L_2 qui sort à la prise 1, elle-même reliée à la plaque de la lampe HF (tout cela à l'intérieur du châssis). L'enroulement grille, sortant aux prises 3 et 4, a ses connexions au-dessus du châssis (fig. 2). La prise 3 est à la masse et la prise 4 va d'une part au condensateur variable C_{18} et d'autre part par la connexion volante au téton de grille modulatrice de la 12K8.

NOMENCLATURE DES PIECES

C_1 : 8,5 µµF (BC 455), 11 µµF (BC 454 et BC 453).
C_2 : 15 µµF.
C_3 : 100 µµF.
C_4 (A, B, C) : bloc de 3 CV en ligne de 62 µµF pour BC 455.
C_4 (A, B, C) : bloc de 3 CV en ligne de 147 µµF pour BC 454.
C_4 (A, B, C) : bloc de 3 CV en ligne de 346 µµF pour BC 453.
C_4 (D, E, F, G) : trimmers.
C_5 : électrolytique 3 µF, 300 V.
C_6 (A, B, C) : 3 × 0,05 µF au papier isolés à 300 V.
C_7 (A, B, C) : semblable à C_6.
C_8 : 200 µµF.
C_9 : 40 µµF (padding ajustable à air).
C_{10} : padding fixe, 240 µµF, pour BC 455.
C_{10} : padding fixe, 365 µµF, pour BC 454.
C_{10} : padding fixe, 690 µµF, pour BC 453.
C_{11} : 3 µµF à coefficient négatif de température.
C_{12} : 180 µµF.
C_{13} : ajustable à air 17 µµF.
C_{14} : 180 µµF.
C_{15} (A, B, C) : 3 × 0,05 µF.
C_{16} (A, B, C) : 3 × 0,22 µF.
C_{17} : 180 µµF.
C_{18} : ajustable à air 17 µµF.
C_{19} : 180 µµF.
C_{20} (A, B, C) : 3 × 0,05 (B non utilisé) ou 2 × 0,05.
C_{21} : ajustable à air 17 µµF.
C_{22} : 180 µµF.
C_{23} : 180 µµF.
C_{24} : 200 µµF.
C_{25} : 0,001 µF.
C_{26} : 100 µµF (BC 455 et BC 454), 200 (BC 453).
C_{27} : 185 µµF (BC 455), 180 µµF (BC 454), 345 µµF (BC 453).
C_{28} : ajustable à air 34 µµF.
C_{29} : 0,006 µF.
C_{30} : électrochimique 15 µF, 35 V.
C_{31} : 0,001 µF.
C_{32} : électrochimique 5 µF, 300 V.
C_{33} : capacité de couplage du BFO au second transfo MF n'existant que dans le BC 453 : 3 µµF.
C_{35} : 750 µµF.
C_{34}, C_{37}, C_{38} : ajustables de 17 µµF ne se trouvant que sur le BC 453 et le BC 454.
R_1 : 620 Ω.
R_2 : 2 MΩ.
R_3 : 51 000 Ω.
R_4 : 620 Ω.
R_5 : 150 000 Ω.
R_6 : 150 000 Ω (BC 455), 200 000 Ω (BC 454), 510 000 Ω (BC 453).
R_7 : 200 Ω.
R_8 : 200 Ω.
R_9 : 620 Ω.
R_{10} : 360 000 Ω.
R_{11} : 100 000 Ω.
R_{12} : 510 Ω.
R_{13} : 200 Ω.
R_{14} : 100 000 Ω (BC455 et BC 454), 51 000 Ω (BC 453).
R_{15} : 5 100 Ω (BC 455 et BC 454), 20 000 Ω (BC 453).
R_{16} et R_{17} : 51 000 Ω (BC 455 et BC 454), 150 000 Ω (BC 453).
R_{18} : 510 000 Ω.
R_{19} : 100 000 Ω.
R_{20} : 2 MΩ.
R_{21} : 1 500 Ω.
R_{22} et R_{23} : bobinées 7 000 Ω, 7 W.
T_1 : transfo de sortie (voir texte).
V_1 et V_2 : lampes au néon (voir texte).
L_{14} : self de choc HF de 112 µH.
L_{15} : self de filtre BF de 3 H.

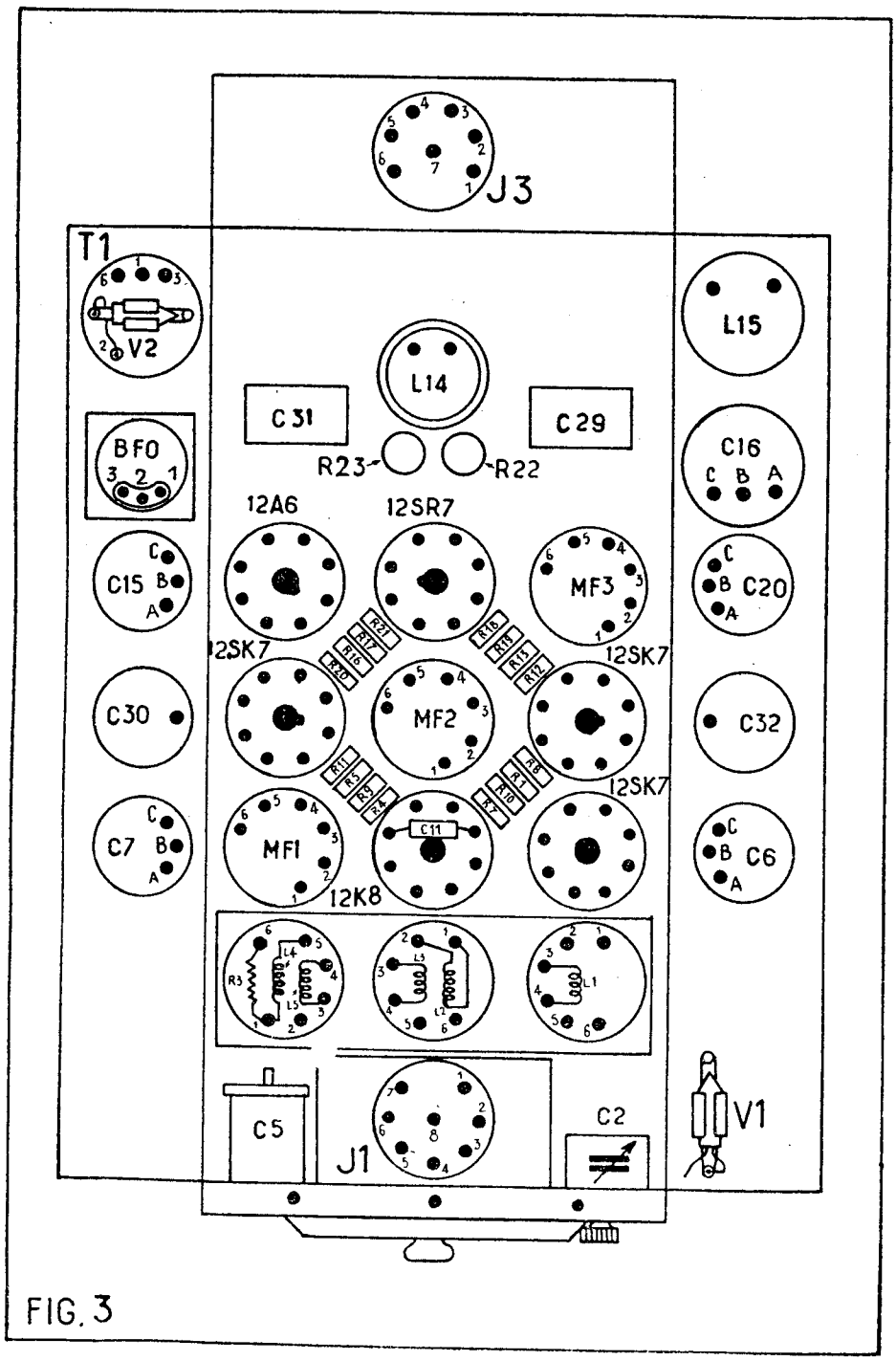


FIG. 3

Pour le bobinage oscillateur, c'est un peu plus compliqué. Notons d'abord que c'est l'enroulement plaque qui est accordé. L'enroulement grille L_4 aboutit aux prises 5 et 1. La prise 5 est reliée directement à la grille oscillatrice de la 12K8 sans le petit condensateur de liaison habituel. D'autre part, la résistance de fuite de grille R_{21}, au lieu d'aboutir comme il est usuel directement à la grille oscillatrice, est montée en série avec L_4 et part de la prise 1, alors qu'on s'attendrait à la voir partir de la prise 5. Cette résistance de

(Suite page 18.)

Comment rendre sélectifs et sensibles BC 454 et BC 455

A la différence des autres « Command sets », le BC455, couvrant la gamme 6-9 MHz n'emploie pas de véritables transfos MF. Chaque boîtier MF contient un circuit plaque accordé couplé par condensateur et self de choc à l'étage suivant. Pour cette raison, et parce que la MF est de 2 830 KHz, le BC455, bien que sensible, a une sélectivité déplorable sur les bandes encombrées. Il est heureusement facile de remédier à ce défaut. On sait que plus basse est la MF,plus grandes sont la sélectivité et l'amplification et plus mauvaise est la réjection des fréquences images produites par le changement de fréquence. Avec une MF de 2 830 KHz cette réjection est bien entendu parfaite mais, étant donnée la présélection apportée par l'étage HF accordé de l'appareil, elle pourrait être sensiblement aussi bonne avec une MF nettement plus basse sur la fréquence la plus élevée à recevoir (9 000 KHz).

Nous avons donc remplacé sur l'un de nos BC455 les MF 2 830 KHz par des 455 KHz standard petit modèle au ferroxcube. Les résultats, disons-le tout de suite, ont dépassé nos espérances. L'appareil, naturellement assez « veau » est devenu extrêmement nerveux et la sélectivité, sans atteindre celle du « grand trafic » est maintenant nettement supérieure à celle d'un récepteur de radiodiffusion de très bonne qualité.

Les précisions que nous allons maintenant donner sur la conversion du BC455 intéressent non seulement les possesseurs de ce genre d'appareils mais aussi ceux d'autres analogues qui y trouvent d'utiles suggestions.

La première chose à faire est de vérifier que l'alignement du récepteur, avant transformation, est correct, c'est-à-dire que les fréquences marquées sur le cadran correspondent bien à celles reçues. Le changement de MF va en effet nous obliger à modifier le circuit de l'oscillateur local mais non ceux de la HF et de la mélangeuse.

Pour suivre les circuits HF, l'oscillateur du BC455 oscille normalement sur une plage de fréquence de 6 000 + 2 830 = 8 830 KHz à 9 000 + 2 830 = 11 830 KHz. Cela est obtenu au moyen d'une self accordée de 17 spires sur mandrin de 18 mm à noyau magnétique et d'un padding constitué par un condensateur fixe de 210 µµF shuntant un ajustable à air de 40 µµF de capacité maximum.

Du fait du remplacement des MF 2 830 KHz par des 455 KHz, il va falloir que la plage d'oscillation de l'oscillateur aille de 6 455 KHz à 9 455 KHz. Pour cela il est nécessaire d'augmenter à la fois la valeur de la self et celle du padding de l'oscillateur.

La plaque de base, le blindage général supérieur etle capot recouvrant les condensateurs variables du BC455 ayant été enlevés, ôter les deux vis latérales qui retiennent au châssis le boîtier à trois compartiments blindés contenant les bobinages HF et oscillateur. Débrocher ce boîtier et sortir le bobinage oscillateur de son blindage en dévissant les quatre petites vis disposées de part et d'autre du boîtier à la hauteur de l'embase.

Nous ne toucherons pas à l'enroulement de réaction de l'oscillateur bobiné tassé à la base du mandrin. Par contre, le nombre de tours de l'enroulement accordé en fil émaillé va devoir être porté de 17 à 21 spires.

Ajouter quatre spires supplémentaires n'est guère compliqué. En effet, le raccordement de l'extrêmité supérieure de l'enroulement à la broche correspondante de l'embase est effectué sans discontinuité par le fil même du bobinage après son passage dans un petit trou du mandrin servant à l'arrêter. En descendant de la broche l'extrémité du fil émaillé, on dispose d'une longueur supplémentaire suffisante pour ajouter les quatre spires à l'enroulement sans avoir à effectuer de raccord avec lui. Comme le mandrin est fileté, l'écartement des nouvelles spires ne pose aucun problème. Un petit trou percé à la hauteur voulue dans le mandrin en carton bakélisé,

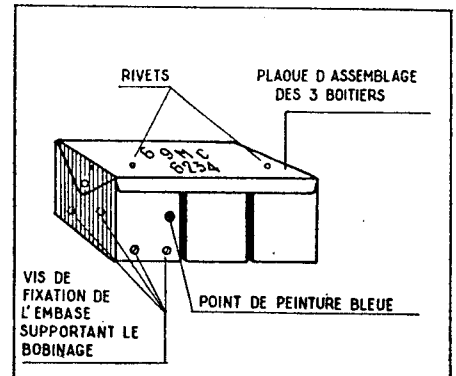


FIG 1

par exemple avec une punaise, permet d'arrêter l'extrémité de la self modifiée. Une connexion quelconque permet ensuite d'en effectuer le raccordement à la broche.

Avant de modifier ainsi le bobinage, il convient de briser à l'intérieur du mandrin le cachetage qui retient en place le noyau magnétique et de visser à fond ce dernier de façon à le faire venir contre l'embase.

Une fois le bobinage modifié on dévissera ce noyau d'une dizaine de tours, ce qui dans notre cas a correspondu à sa position définitive. Cependant, pour permettre de fignoler l'alignement il est bon avant de remettre le bobinage oscillateur dans son boîtier de percer un trou dans ce dernier pour rendre le noyau magnétique accessible lorsqu'il sera remis en place.

Chacun des trois petits boîtiers abritant les bobinages est fixé à une plaque d'assemblage par un rivet disposé au centre de son fond. L'emplacement de ce rivet correspond justement à l'endroit où il faudrait introduire un tournevis pour régler le noyau magnétique du bobinage correspondant. Il faut donc fixer par un autre moyen le boîtier à la plaque d'assemblage. Deux trous percés dans le fond du boîtier et dans la plaquette d'assemblage entre les bords et le rivet central permettent une fixation satisfaisante par vis et écrous. On peut ensuite faire sauter le rivet et élargir son trou de façon à ce qu'il permette le passage d'un tournevis.

Ceci fait, le bobinage peut être remonté dans son boîtier et le bloc être remis en place sous le châssis.

Reste à modifier le padding. Il suffit de shunter par un condensateur fixe de 500 µµF le condensateur bouton de 240 µµF monté sur la carcasse du bloc de condensateurs variables constitue le padding primitif du poste. Prendre bien entendu un condensateur céramique ou mica de bonne qualité et faire attention à ce qu'il ne touche ni au bloc de condensateurs variables, ni au capot lorsqu'il sera remonté, ce qu'on ne fera de préférence qu'une fois l'alignement effectué. En effet, pour obtenir ce dernier, il sera nécessaire d'agir sur

Anatomie des command Sets

(*Suite de la page* 17.)

fuite se trouve à l'intérieur du boîtier des bobinages. Son autre extrémité aboutit à la prise 6, elle-même connectée à la cathode de la changeuse.

La self plaque accordée L_5 est connectée aux prises 3 et 4. La haute tension arrive à la prise 3 par la résistance R_9 qui joue un double rôle. D'abord, elle chute la haute tension à la valeur voulue et en même temps elle tient lieu de self de choc. Cette résistance se trouve aussi dans le boîtier aux bobinages. Son autre extrémite va à la prise 2 où arrive la haute tension. La prise 4 est reliée sous le châssis à la plaque oscillatrice. Remarquons que sur le support de la 12K8, entre la plaque oscillatrice et la masse, se trouve un petit condensateur céramique C_{11} de 3 µµF. Ce condensateur, qui se trouve pratiquement en parallèle sur le bobinage accordé, joue un rôle important dans la stabilité de l'oscillation. Il est, en effet, à coefficient négatif de température et compense la dérive de l'oscillateur due à l'échauffement.

La prise 4 se trouve également reliée, au-dessus du châssis (fig. 2), au condensateur variable C_{10c}. De même, la prise 3 est connectée au padding fixe C_{10} shunté par l'ajustable C_9 de 40 µF. C_{10} et C_9 se trouvent sous une petite plaquette métallique vissée sur le bloc de condensateurs variables à son extrémité supérieure, c'est-à-dire au niveau de ses ajustables. De ce fait, la connexion en gros fil nu reliant C_{10} à la prise 3 est assez longue. Il faut faire très attention en manipulant le poste pour ne pas la déformer. Elle doit rester rigoureusement parallèle à la cage du condensateur variable le long de laquelle elle descend jusqu'à sa jonction avec le condensateur C_8 reliant la prise 3 à la prise 1. Une déformation de cette connexion peut détruire l'alignement.

De même, sous le châssis, les connexions reliant la partie oscillatrice de la lampe changeuse de fréquence au boîtier du bobinage oscillateur sont généralement collées ensemble et au châssis par une espèce de colle forte. Il faut bien se garder de les déplacer, si peu que ce soit, car l'alignement serait fort difficile à retrouver.

Cet oscillateur au montage inhabituel est absolument remarquable par sa stabilité, à tel point que des amateurs-émetteurs américains l'utilisent comme pilote à l'émission, ce qui est la meilleure des références.

Il resterait encore fort à dire sur le schéma du poste, mais nous avons conscience d'avoir éliminé les difficultés majeures. Avec le schéma de la figure 1, le plan des pièces sous le châssis de la figure 3 et la nomenclature du matériel, le reste du montage est fort clair pour tout amateur habitué aux changeurs de fréquence classiques.

les deux trimmers à air du condensateur variable de l'oscillateur dont un seul est accessible une fois le capot mis. Une bonne solution consiste à percer un trou de réglage supplémentaire dans le capot pour l'ajustable autrement inaccessible.

Il faut enfin remplacer les transfos MF de 2 830 KHz par des 455 KHz. Nous avons utilisé deux petits transfos en ferroxcube MH_1 et MH_2 de Supersonic cela uniquement parce que nous les avions sous la main.

Adoptant une méthode brutale, nous avons fait sauter les plaquettes à broches en isolant genre mica et vissé directement les transfos sur le châssis. Leur raccordement aux connexions est aisé étant donné les fils de couleurs différentes employés pour le câblage. Rappelons que les fils rouges correspondent aux plus hautes tensions, les verts aux grilles ou à la plaque diode, les bleus aux plaques et les noirs à la masse ou à la résistance de détection.

Le seul inconvénient des excellents petits transfos employés est que leurs noyaux magnétiques se règlent par le côté et non par leur sommet comme ceux qui équipaient primitivement l'appareil. Cela est surtout gênant pour le second transfo qui se trouve placé en position peu accessible au milieu du châssis. On parvient cependant à le régler grâce à un tournevis à longue tige en le disposant un peu en biais de façon à ce que ses orifices de réglage soient face à l'espace réduit existant entre le dernier transfo MF et la 12SR7. Le mieux serait évidemment de trouver des transfos d'égale qualité réglables par leur

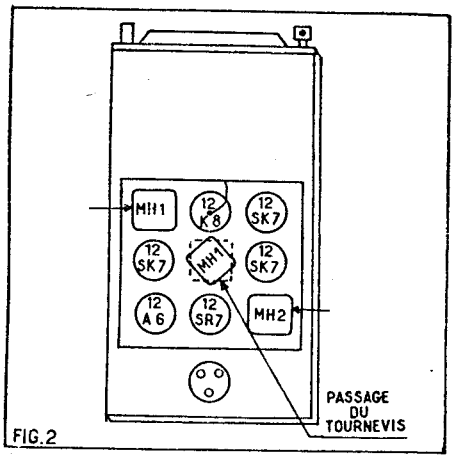


FIG.2

sommet mais nous n'en avons pas trouvé d'encombrement suffisamment réduit. Il serait aussi préférable de prendre des modèles à prises médianes. Cependant, avec les modèles employés, le résultat a été extrêmement satisfaisant. Au début des accrochages s'étaient produits en MF mais il a suffi pour les faire disparaître de changer l'une des lampes 12SK7. Certaines de ces lampes ont en effet une tendance marquée à l'auto-oscillation. Le même inconvénient n'existe pas avec des 12SG7, équivalent en série métal des 6 ou 12BA6 pour lesquelles les transfos ont été prévus.

L'alignement du poste modifié ne présente pas de complication. On commence par régler les MF en reliant l'hétérodyne modulée au téton de la 12K8 et en branchant un voltmètre alternatif aux prises à haute impédance du transformateur de sortie.

Placer ensuite le cadran du poste sur la graduation 7,5 MHz et relier la prise antenne à l'hétérodyne modulée réglée agissant sur l'ajustable du padding. Le récepteur est alors parfaitement aligné et son rendement sera pour vous un sujet d'émerveillement.

Evidemment, le BFO oscillant sur 2 830 KHz n'agira plus. Il faudra pour le faire osciller sur 455 KHz augmenter considérablement la self de son bobinage. Ce petit travail de patience ne présente guère de difficulté. On pourra aussi remplacer purement et simplement le bobinage par l'une des bobines d'un vieux transfo MF ou par un oscillateur « gamme grandes ondes » d'un vieux bloc pour changement de fréquence.

Pour notre part, nous avons élégamment résolu la question en montant la partie triode de la 12SR7 en oscillateur à cristal. Ce dernier est un quartz 455 KHz de la série FT241A. Le montage adopté est le TPTG (quartz entre grille et masse, sur cette fréquence. Placer l'ajustable du padding à mi-capacité et agir sur le noyau magnétique du bobinage oscillateur jusqu'à ce que le signal apparaisse au maximum.

Mettre ensuite le cadran sur la graduation 9 MHz et régler l'hétérodyne sur cette fréquence. Corriger le décalage, s'il y en a, en agissant sur le trimmer de l'oscillateur. Le cadran et l'hétérodyne étant ensuite réglés sur 6 MHz, rectifier le décalage en parallèle sur la résistance de fuite de grille, et circuit oscillant accordé sur 455 KHz dans la plaque). Ce circuit est en effet le seul qui nous ait permis de faire osciller le FT241A avec la 12SR7.

Le procédé consistant à modifier la valeur de la MF pour accroître la sélectivité peut être appliqué de façon analogue auxautres appareils surplus ne recevant, comme le BC455, qu'une seule gamme de fréquences et ayant au moins un étage HF accordé assurant une présélection suffisante. Il est, par contre, à déconseiller lorsqu'il s'agit de récepteurs à plusieurs gammes.

Une telle transformation est grandement facilitée si l'on dispose d'un récepteur auxiliaire de référence couvrant sans trous une gamme étendue de fréquences, étalonné en KHz avec une assez bonne précision et équipé d'un dispositif permettant la réception des ondes entretenues (BFO ou système de réaction). Ce récepteur n'a pas besoin d'être très sélectif mais il faut qu'il ne reçoive pas de fréquences-images.

Reprenons l'exemple du BC455. Son oscillateur local, couvrant normalement de 6 830 à 11 830 KHz, doit être modifié pour couvrir de 6 455 à 9 455 KHz.

Procédant empiriquement, on ajoute, comme cela est évidemment nécessaire, quelques spires à l'oscillateur. Le récepteur à transformer et le récepteur auxiliaire étant mis sous tension, l'oscillateur local du premier est reçu sous forme de sifflement par le dernier dont le BFO a été mis en service. Il n'y a qu'à lire sur le cadran du récepteur auxiliaire les fréquences limites entre lesquelles le sifflement est reçu lorsqu'on règle au minimum ou au maximum de capacité les condensateurs variables du récepteur en essais. On se rend ainsi compte s'il faut ajouter ou retirer des spires à l'oscillateur. Lorsqu'on est arrivé à ce que l'oscillateur couvre très approximativement la gamme voulue, on ne touche plus à son bobinage et l'on fignole son réglage en agissant sur son padding, son noyau magnétique (s'il en a un) et son trimmer.

C'est peut-être long, mais l'on sait à tout moment où l'on va, ce qui est bien l'essentiel pour un amateur.

Le plus simple moyen de rendre sélectifs BC-454 et BC-455

Ce troisième moyen, ne nécessitant pour tout matériel qu'un petit potentiomètre bobiné de 5 000 Ω, n'est autre que la réaction appliquée à l'un des étages MF de l'appareil. Ce procédé, qui a connu une grande vogue jadis, est tombé assez injustement dans l'oubli depuis l'apparition des récepteurs à double changement de fréquence utilisant une seconde MF très sélective (Q-fiver) et des filtres mécaniques ou à plusieurs quartz. Bien sûr, la courbe de sélectivité très pointue qu'il permet d'obtenir n'a qu'un lointain rapport avec celle à flancs raides et sommet aplati qui constitue un idéal dont les autres systèmes permettent de se rapprocher, sans toutefois jamais l'atteindre. Pourtant, il ne faut pas trop s'hypnotiser sur la théorie : seul le résultat compte. Et celui apporté par la réaction sur la M Fdes BC-454 et BC-455 est tout simplement sensationnel : d'une cacophonie d'épouvantables sifflements d'interférence, la station que l'on cherche à écouter sort brusquement dans le clair lorsqu'on pousse la réaction vers la limite d'accrochage. Et, ce qui est également appréciable, la réaction a aussi pour effet d'amplifier sensiblement la station reçue.

La transformation est l'affaire de quelques minutes. La figure 1 représentant le second étage MF des BC-454 et 455 fait ressortir clairement les deux opérations à effectuer, les numéros des broches correspondant aux diverses électrodes de la lampe ayant été portés sur le schéma. Rappelons aux non-initiés que l'on compte les broches dans le sens des aiguilles d'une montre, la broche 1 étant la première à droite de l'ergot de la tige-guide du culot octal.

Pour créer la réaction, on opère un couplage capacitif entre la grille de commande et la plaque de la lampe (C, sur le schéma). Pour cela, on prend deux petits bouts de fil isolé dont on soude l'un à la grille et l'autre à la plaque. La capacité très faible nécessaire est obtenue en approchant les deux fils l'un de l'autre jusqu'à ce que l'accrochage se produise. Pour pouvoir commander cet accrochage, on intercale entre la résistance de cathode et la masse la résistance variable de 5 000 Ω. C'est tout.

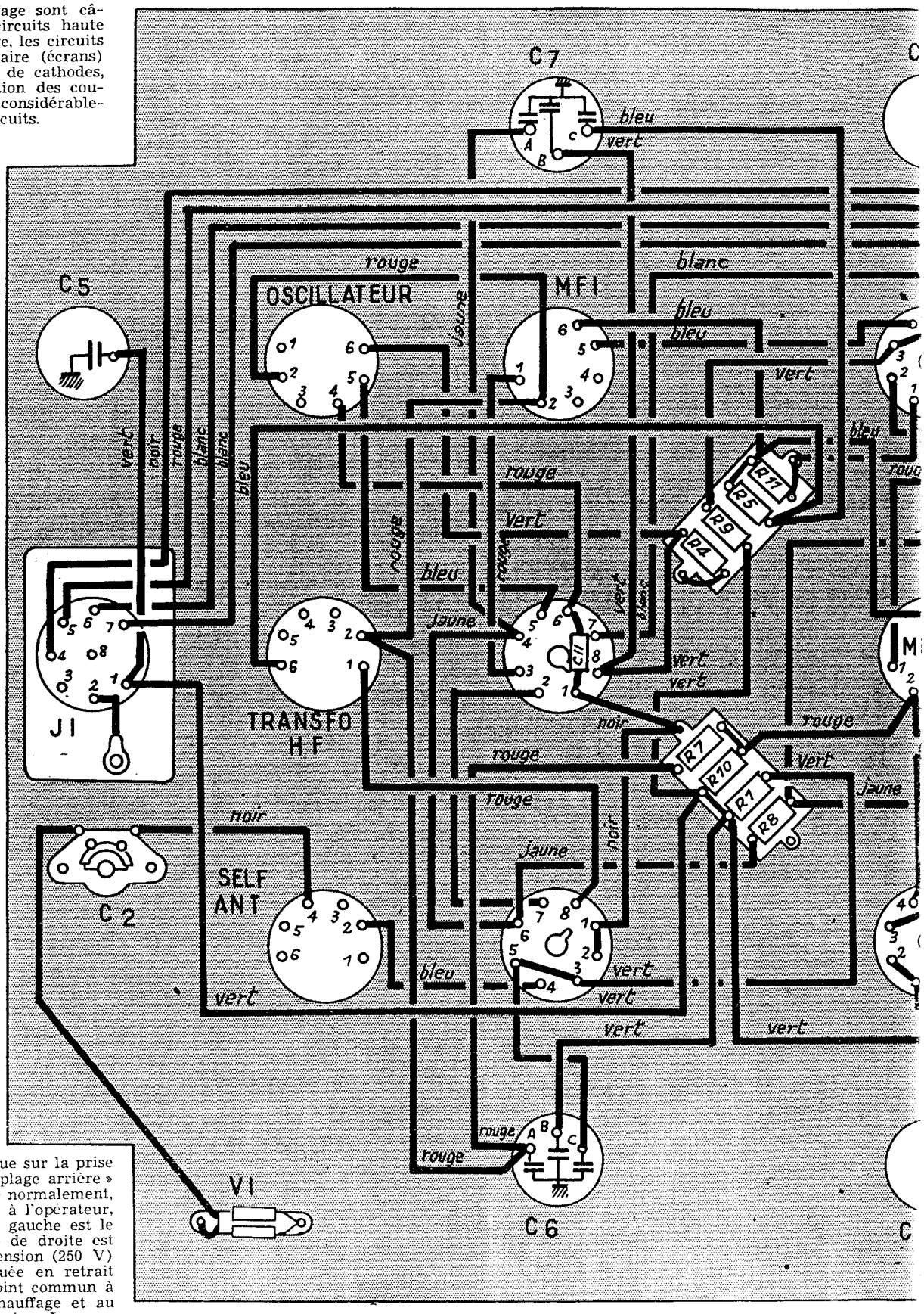
Cependant, avant d'effectuer ces modifications, il convient de régler le poste sur une émission qui ne soit pas intermittente et de ne plus toucher au réglage du oadran. En effet, le couplage grille-plaque introduit sur la seconde MF va occasionner un déréglage du circuit secondaire de MF_2 et du primaire de MF_3. Une fois la transformation effectuée et le potentiomètre poussé à la limite d'accrochage, il convient d'agir sur les trimmers de ces deux enroulements MF pour faire sortir au maximum d'intensité la station sur laquelle on avait préalablement réglé l'appareil. Si cette précaution n'avait pas été prise, on verrait les stations apparaître sur deux réglages, l'un correspondant à l'accord du second étage MF, l'autre, plus faible, à celui du premier étage MF. La seule difficulté, si difficulté il y a, est de trouver un emplacement convenable pour monter le potentiomètre de réaction. Nous allons en reparler plus loin.

Naturellement, dès qu'ils auront mis en route leur appareil, nos lecteurs songeront à la réalisation d'un convertisseur pour lui permettre de capter toutes les bandes.

BC-453, BC-454 et BC-455 sont virtuellement identiques comme montage, leur principale différence résidant dans leurs bobinages et leurs condensateurs variables. Ils comprennent un étage HF accordé (12SK7), une changeuse de fréquence (12K8), deux MF (12SK7), une détectrice-BFO (12SR7) et une BF (12A6). Il n'existe pas de préamplificatrice de tension BF entre la détection et la lampe finale. Cependant, grâce à l'importante préamplification HF et MF, la puissance de sortie est suffisante pour actionner confortablement un HP à la place du casque prévu.

Les circuits de chauffage sont câblés en fil blanc, les circuits haute tension 250 V, en fil rouge, les circuits haute tension intermédiaire (écrans) en jaune et les circuits de cathodes, en vert. La standardisation des couleurs de câblage facilite considérablement le repérage des circuits.

PLAN DE CABLAGE DU BC 455



L'alimentation s'effectue sur la prise a trois broches de la « plage arrière » Le récepteur étant placé normalement, son panneau avant face à l'opérateur, la broche se trouvant à gauche est le chauffage (24 V). Celle de droite est l'arrivée de la haute tension (250 V) et celle du milieu, située en retrait des autres, la masse, point commun à l'autre connexion de chauffage et au négatif de la haute tension. La consommation étant de 40 millis sous 250 V, n'importe quelle alimentation de récepteur standard suffit amplement à la fournir. Les lampes utilisées sont toutes chauffées sous 12.6 V × 150 millis, mais sont montées deux par deux en série-parallèle pour pouvoir être alimentées sur une batterie de 24 V. L'amateur ne voulant rien modifier à l'intéreur de l'appareil devra donc se procurer un petit transformateur capable de délivrer 24 V sous 450 millis pour effectuer leur chauffage. Sinon, il devra modifier

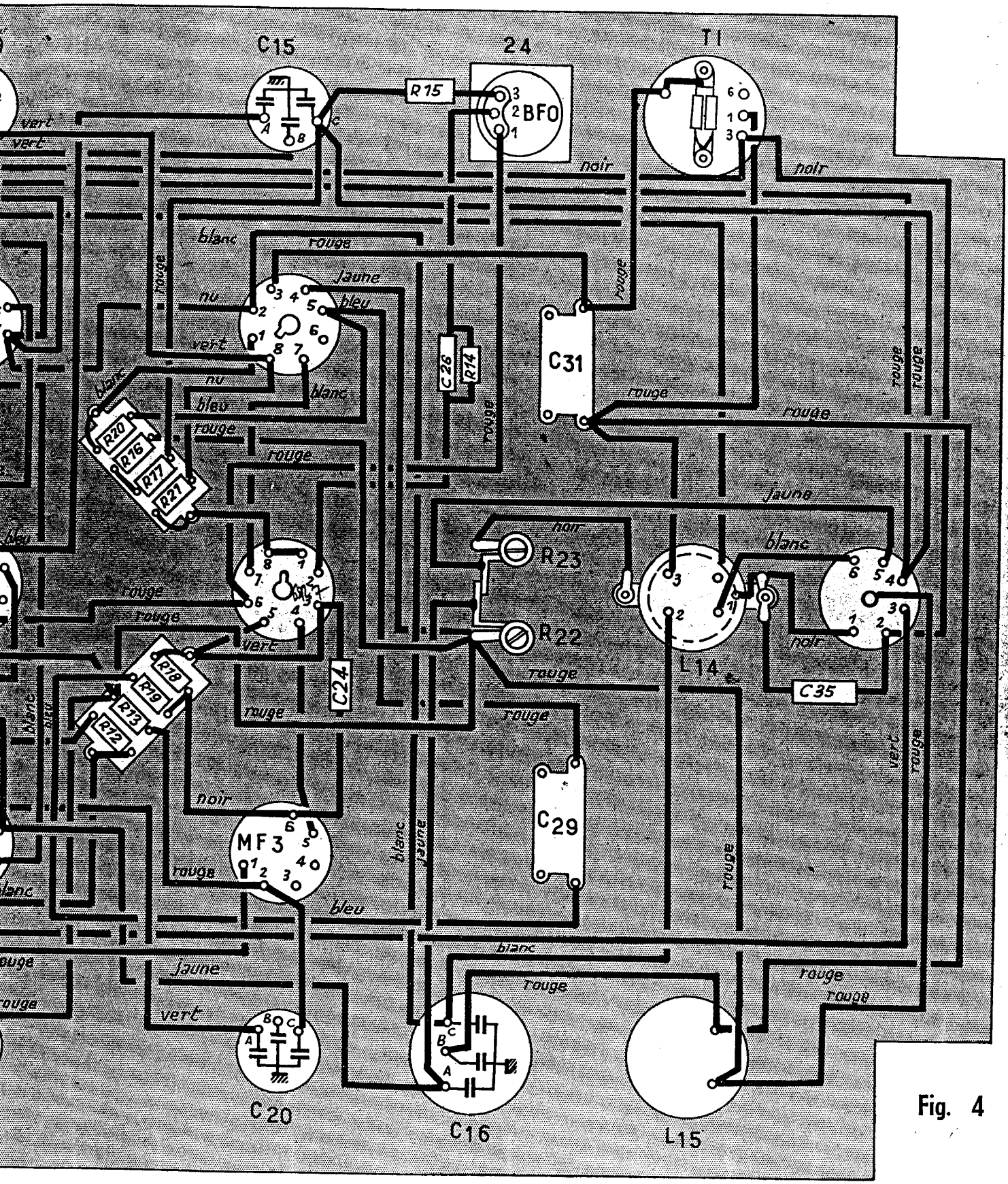


Fig. 4

intérieurement le câblage du circuit filaments de façon à alimenter toutes les lampes en parallèle. Le chauffage pourra alors être effectué sous 12 V en utilisant un transformateur standard comportant deux enroulements 6,3 V que l'on mettra en série. Dans ce cas, il convient évidemment d'employer une valve à fort isolement cathode-filament, genre 6X4.

Notre appareil étant ainsi alimenté, il lui manque encore pour fonctionner un potentiomètre servant de contrôle de vo-

lume — ou plutôt de contrôle de sensibilité — un interrupteur de BFO et un bouton de commande du cadran des CV.

Si nous considérons le panneau avant du récepteur, nous voyons à droite du

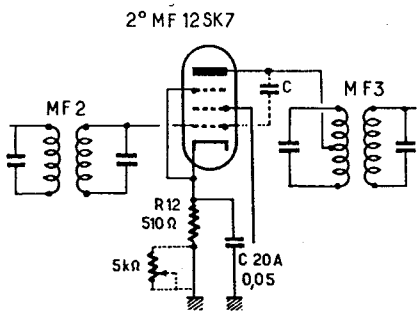


FIG. 3

cadran circulaire une sorte de manchon fileté à l'intérieur duquel se trouve un pignon. Ce pignon est solidaire de l'axe du démultiplicateur et c'est sur lui que doit être fixé le bouton de commande des CV. Malheureusement, ce pignon est entièrement recouvert par le manchon. La solution consiste à éliminer ce dernier. Remarquez qu'il est fixé sur le panneau avant par deux goupilles situées de part et d'autre de sa collerette touchant au panneau. Prendre un marteau, une petite pointe et enfoncer chacune des goupilles jusqu'au moment où l'on peut faire tourner le manchon. Vous constaterez alors que ce dernier se dévisse du panneau. Prendre ensuite un prolongateur d'axe standard et le visser sur le pignon qui émerge alors du panneau. Mettre ensuite un bouton et la commande des CV est réalisée de façon parfaite.

Egalement sur le panneau avant, au-dessous du cadran, se trouve une petite plaquette ayant en son centre un bouton-poignée et qui est maintenue sur le panneau par quatre vis fixées à ses quatre angles. Dévisser ces dernières, puis tirer sur le bouton. On découvre une sorte de cuvette au fond de laquelle se trouve une prise mâle multiple. La prise femelle correspondante, solidaire de la plaquette que nous avons enlevée, sert uniquement à établir un court-circuit entre deux prises voisines. Normalement, lorsque la plaquette est enlevée, le chauffage des lampes est coupé. En soudant un bout de fil à ces deux broches, nous rétablissons le court-circuit et la prise femelle de la plaquette n'a plus aucune utilité. C'est à l'intérieur de la cuvette, désormais libre, que nous allons caser le potentiomètre de contrôle de volume, l'interrupteur du BFO et une prise de casque ou de HP. Remarquez que le boîtier parallélépipédique se trouvant à l'intérieur du récepteur est amovible. Il peut être débroché après avoir dévissé les vis qui le fixent à chacune des parois latérales du châssis. Le retirer. Cela permet de remarquer les couleurs des fils arrivant à chacune des broches de la prise multiple se trouvant au fond de la cuvette. Prendre quelques bouts de fil souple d'une dizaine de centimètres de longueur. Souder l'une des extrémités de l'un, à l'intérieur de la cuvette, à la broche à laquelle arrive la connexion verte. En souder l'autre extrémité à l'un des bouts de la résistance d'un potentiomètre bobiné de 25 000 à 50 000 Ω. (On peut d'ailleurs à la rigueur se servir d'un potentiomètre au graphite.) Relier le curseur du potentiomètre à la masse du châssis. Le casque ou le HP sera branché entre la borne à laquelle aboutit la connexion noire venant du transformateur de sortie et la masse. De même, l'interrupteur du BFO sera inséré entre la broche à laquelle arrive la connexion rouge et la masse.

Potentiomètre, interrupteur de douilles seront ensuite fixés sur la plaquette que nous avons primitivement démontée, après en avoir fait sauter le bouton-poignée et les deux tiges qui supportaient la prise femelle devenue inutile. En prenant des éléments pas trop encombrants on arrive à les caser de façon à ce que le tout puisse rentrer dans la cuvette. Finalement, revisser la plaquette sur le panneau. Brancher aux douilles un haut-parleur muni d'un transformateur de sortie (l'impédance de ce transformateur n'a rien de critique. Toutes les valeurs d'impédances usuelles donnent de bons résultats). Remettre enfin le boîtier de bobinages en place.

Voici donc l'appareil en ordre de marche. Reste à trouver un emplacement pour caser le petit potentiomètre de 5 000 Ω, dans le cas de la transformation décrite plus haut, consistant à introduire une réaction sur la moyenne fréquence.

Faisant pendant au petit condensateur permettant l'ajustage précis de l'accord-antenne, sur le panneau avant, se trouve, de l'autre côté de la cuvette, le condensateur de découplage C_8 fixé par deux vis au panneau. Ce condensateur n'a aucune utilité lorsqu'on n'envisage pas la commande à distance de la sensibilité de l'appareil, comme tel était le cas dans l'installation militaire. Le supprimer et mettre à sa place le potentiomètre de 5 000 Ω.

En dehors des appareils ci-dessus, deux autres récepteurs nous semblent répondre aux besoins du débutant : le R-61, et le RM-15. Le R-61 a le mérite de pouvoir permettre directement, sans convertisseur, la réception des bandes des 40 à 80 m. Il a par contre l'inconvénient d'avoir un cadran peu pratique et de manquer d'amplification MF (un seul étage MF). Il est intéressant au prix auquel nous l'avions trouvé : 40 francs avec les lampes. Malheureusement, le fait qu'il permette la réception de bandes-amateurs incite trop souvent les revendeurs à en demander des prix exagérés. 50 francs nous semble un maximum à ne pas dépasser.

Le R-61 peut être transformé en quelques instants en un récepteur hors pair pour les bandes 40 et 80 m pour peu que l'on dispose également d'un BC-453. La marche à suivre est la suivante : 1° mettre les deux appareils sous tension, le HP étant branché à la sortie du BC-453 ; 2° enlever les lampes du R-61 à l'exception de la HF et de la changeuse de fréquence ; 3° relier la masse des deux appareils et connecter la connexion blindée, qui allait normalement au téton de la lampe moyenne fréquence du R-61, à la borne antenne du BC-453 ; 4° régler le cadran de ce dernier appareil sur 500 kHz. La sensibilité, l'amplification et la sélectivité de l'ensemble sont fantastiques et, autre avantage, on peut utiliser le cadran du BC-453 comme vernier (band-spread) pour faciliter la recherche des stations en balayant les dix kilohertz au-dessus et au-dessous de 500 kHz. Essayez, vous nous en direz des nouvelles !

application d triodes à la

Les avantages présentés par les double-triodes à forte pente dans les montages HF sont maintenant assez connus pour qu'il ne soit pas nécessaire d'y consacrer de longs développements : amplification équivalente à celle des meilleures pentodes avec un bruit de souffle considérablement moins élevé. Tout le monde connaît, par exemple, le montage cascode, largement utilisé pour la réception de la télévision. Beaucoup moins connus sont, par contre, certains autres montages très recommandables de ces tubes en mélangeur et en oscillateur local pour le changement de fréquence sur lesquels nous allons également nous arrêter.

Pour l'amateur de surplus, l'emploi de double-triodes permet en outre des conversions d'appareils qui, pour diverses raisons, notamment celle de l'encombrement, n'auraient pas été possibles avec des pentodes ou d'autres types de lampes.

Un exemple pratique constitue, pensons-nous, la meilleure façon de vous familiariser avec ces montages. Il y a quelque temps, notre attention avait été attirée à la Foire à la Ferraille par un récepteur UKW, apparemment assez mal en point. Un rapide examen nous avait cependant permis de constater que toute la partie HF de l'appareil, jusqu'à la première MF, était miraculeusement intacte, alors que le reste du montage avait été irrémédiablement saboté. Un billet de 5 francs ayant suffi à enlever l'affaire, resta à tirer parti de l'acquisition. Le cadavre avait été dépouillé de ses RV12P4000 et il n'était pas question de chercher à s'en procurer d'autres. La question de leur remplacement par d'autres types de lampes se posa donc.

Tous ceux qui ont quelque expérience des appareils militaires allemands savent que leur gros défaut — à côté d'indéniables qualités — est qu'ils utilisent des lampes spéciales ayant la particularité de s'embrocher dans le sens contraire de celui des lampes normales et qu'ils s'enfoncent dans des alvéoles servant de blindage dans lesquels il n'y a guère de place disponible et il est malaisé de travailler. D'autre part, à l'extérieur de ces alvéoles, du côté où s'enfonce la lampe, il y a encore moins de place.

Après avoir longuement examiné notre UKW, nous sommes arrivés à la conclusion que la seule solution consistait à utiliser des lampes miniatures *montées la tête en bas* à l'intérieur des alvéoles, les cosses à souder de leurs supports se trouvant en haut, à l'extérieur. Les blindages latéraux des alvéoles peuvent en effet se dévisser et il existe à l'intérieur suffisamment d'espace pour introduire ou retirer les lampes par l'ouverture du côté.

Ce premier point acquis, restaient à trouver des montages nécessitant un minimum d'accessoires encombrants pour qu'ils puissent tenir dans le peu d'espace disponible sur chaque support de lampe. L'utilisation de triodes devait nous permettre d'éliminer résistances chutrices et découplages d'écran en même temps que d'obtenir un rapport signal/souffle très favorable pour la bande 10 m que reçoit l'appareil.

Nous avons donc décidé d'utiliser trois 12AT7 : l'une en HF, l'autre en mélangeuse et la troisième en oscillatrice. La

un montage à double conversion de U. K. W.

figure 1 donne le schéma d'ensemble de leur montage que nos lecteurs pourront comparer à celui d'origine (fig. 2 de l'article de notre numéro sur l'UKW). Notez que tous les éléments dont les valeurs ne sont pas marquées sont ceux du montage d'origine qui demeurent inchangés.

L'étage HF n'appelle pas grand commentaire : c'est un très classique cascode-série. Détruisons cependant au passage l'idée assez répandue selon laquelle le cascode n'est pas sélectif et offre une large bande passante. La réalité est diamétralement opposée : l'accord du circuit d'entrée est bien plus pointu avec un cascode qu'avec une pentode. Un tel montage cascode, sans dispositif de neutrodynage, peut avantageusement remplacer l'habituelle pentode HF sur la plupart des récepteurs de trafic. Sur les fréquences inférieures à 14 MHz, son rendement est analogue à celui d'une pentode, mais sur les fréquences plus élevées il réduit sensiblement le souffle et augmente la sensibilité utile de l'appareil. Sa mise au point est beaucoup plus simple que celle d'une pentode puisqu'il n'y a pas à ajuster de tension écran.

Le circuit accordé d'antenne, au lieu d'attaquer le téton de G_1 de la RV12P4000, est relié à la grille de la première triode. La résistance de fuite de grille de 1 MΩ a été mise à la masse, la ligne antifading ayant été avantageusement supprimée. La cathode de cette triode est polarisée par une résistance de 300 Ω, découplée par une petite capacité céramique de 1 500 pF. La plaque est directement reliée à la cathode de la seconde triode, elle-même connectée par une résistance de 500 Ω à la grille de cette lampe qu'un autre petit condensateur céramique de 1 500 pF met à la masse du point de vue HF. La connexion qui reliait primitivement le circuit accordé de liaison à la mélangeuse à la plaque de la RV12P4000 va à la plaque de cette seconde triode. Le montage est encore plus simple à réaliser qu'à décrire ; il ne demande aucune mise au point et ne nécessite que deux résistances et deux condensateurs miniatures pour obtenir un rendement nettement supérieur à celui de la pentode d'origine.

Le montage de la 12AT7 mélangeuse est encore plus simple et pourtant à très haut rendement. Si l'on ne considère que la triode de gauche (sur la figure), c'est la classique mélangeuse s'apparentant à une détection plaque. L'emploi d'une triode à forte pente permet d'éviter résistance et condensateur d'écran et d'avoir un souffle plus réduit qu'avec une pentode. Mais la résistance de polarisation de cette triode, qui n'est pas découplée par un condensateur. sert en même temps de charge cathodique de couplage avec la seconde triode, sur la grille de laquelle s'effectue l'injection de l'oscillation locale. Cette grille est chargée par une résistance de 30 kΩ et reliée à l'oscillateur local par un condensateur de 100 pF. Les plaques des deux triodes sont réunies entre elles, de même que les cathodes. Le même montage peut donc aussi bien être réalisé avec une 6J6, les valeurs des éléments demeurant identiques.

Une telle mélangeuse donne un gain de conservation élevé, de l'ordre de quatorze fois à 30 MHz, avec un souffle réduit et une stabilité incomparable. Le gain du circuit est pratiquement indépendant des variations du voltage d'injection de l'oscillation locale. L'emploi d'une triode séparatrice à couplage cathodique assure un excellent isolement de la mélangeuse de l'oscillatrice et évite les phénomènes de pulling. Et ces résultats sensationnels sont obtenus, en tout et pour tout, avec deux résistances et un petit condensateur.

Le montage oscillateur est tout aussi séduisant. Il ne nécessite qu'un simple circuit accordé, sans aucune prise sur le bobinage ou enroulement réactif, et l'une des extrémités de ce circuit est à la masse.

Ce fait est particulièrement appréciable lorsqu'on l'applique à des appareils à plusieurs gammes car il réduit au minimum les difficultés de commutation. Il n'y a en effet qu'une seule commutation à opérer : celle de l'extrémité « chaude » du circuit accordé. Dans la présente conversion, cet avantage n'a pas été exploité puisqu'il n'y a qu'une seule gamme sur l'UKW.

Ce circuit oscillateur s'apparente au multivibrateur à couplage cathodique. C'est au fond un amplificateur à cathode-follower que l'on fait entrer en oscillation en ramenant sur l'entrée une partie de la tension de sortie au moyen d'un petit condensateur dont la valeur est, dans notre réalisation, de 10 pF. Cette valeur convient pour toutes les bandes amateurs depuis celle des 80 m jusqu'aux UHF. Lorsqu'on veut employer un tel oscillateur sur des fréquences plus basses, la valeur de ce condensateur doit être augmentée et peut atteindre 10 000 pF. *Nous attirons particulièrement l'attention de nos lecteurs sur l'avantage évident qu'il y a à utiliser ce montage pour la réalisation d'un BFO.* En effet, un simple enroulement de vieux transfo MF suffit puisqu'il n'y a pas de prise ou d'enroulement de couplage à prévoir.

La stabilité de cet oscillateur est tout à fait remarquable. Les variations de tension anodique n'ont qu'une influence insignifiante sur la fréquence d'oscillation. La sortie sur la cathode contribue efficacement à isoler l'oscillateur de la mélangeuse et à supprimer le pulling. Pour bénéficier de toute la stabilité du circuit, il importe que le petit condensateur de 10 pF soit d'excellente qualité, au mica argenté plutôt que céramique. (Il convient de se méfier des condensateurs céramique dans les circuits d'accord d'oscillateurs, car leur capacité est très souvent instable.)

Comme il s'agit d'un circuit cathode-follower, les cathodes des deux triodes sont réunies et chargées par une résistance de 470 Ω (cette valeur n'est pas critique mais, si on s'en écarte, il vaut mieux la prendre plus élevée que plus faible).

Les cathodes étant communes, on peut donc, aussi bien que pour l'étage mélangeur, utiliser une 6J6 qu'une 12AT7.

Pour ce qui est plus spécialement de l'application du circuit à l'UKW, on remarquera à l'examen de la figure 3 que les enroulements de réaction et de couplage à la mélangeuse de l'oscillateur primitif sont laissés en place mais déconnectés.

L'extrémité de l'enroulement accordé de cet oscillateur qui, dans le montage d'origine, était relié à la haute tension, est mis à la masse et son autre extrémité qui aboutissait à la plaque de la RV12P4000 oscillatrice va maintenant à la grille de l'une des triodes, dont la plaque, alimentée en haute tension, est découplée à la masse par une capacité de 3 000 pF (valeur qui n'a rien de critique et peut varier dans de larges mesures). La grille de la seconde triode (cathode-follower) est à la masse et sa plaque est chargée par une résistance de 20 kΩ (également non critique) servant de self d'arrêt pour permettre le renvoi de la tension réactive sur la grille de l'autre triode par le condensateur de 10 pF. Au total, le montage demande simplement deux résistances et deux petits condensateurs.

Nous aurions pu ensuite doter notre UKW ainsi transformé d'un ampli MF, d'une détection et d'une BF. Disposant de plusieurs récepteurs BC-454 pouvant s'accorder sur la valeur de sa moyenne fréquence, nous avons préféré utiliser l'un d'eux en second changement de fréquence en reliant sa borne antenne à l'extrémité « chaude » du secondaire du premier transfo MF de l'UKW. Les résultats ainsi obtenus ont dépassé toutes nos espérances. En l'absence d'émission, le bruit de fond est tellement réduit qu'on a l'impression que l'appareil ne fonctionne pas. Pourtant les signaux les plus faibles sortent magnifiquement sans aucun souffle. Des essais comparatifs effectués avec d'autres récepteurs recevant convenablement la bande 10 m ont tourné au très net avantage de l'UKW ainsi transformé.

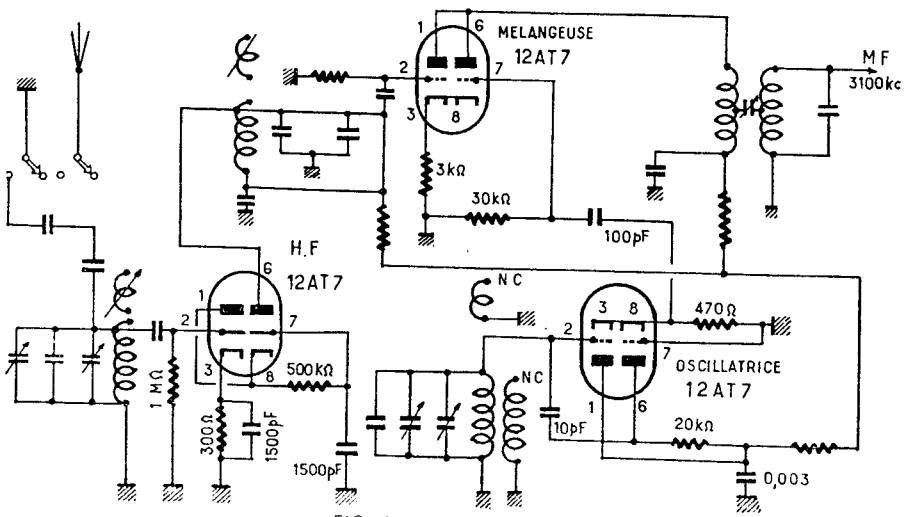


FIG. 1

la liaison convertisseur récepteur

utilisons les relais de récupération

balayage automatique des bandes amateurs

La question du couplage du convertisseur au récepteur, problème sur lequel nous ne nous sommes pas encore arrêtés, mérite pourtant qu'on lui prête quelque attention. Dans tous les schémas de convertisseurs que nous avons publiés jusqu'ici, il s'effectuait à haute impédance, ainsi que le montre la figure 1-A, c'est-à-dire par une simple capacité entre la plaque de la mélangeuse du convertisseur et la prise antenne du récepteur. Ce système a le mérite de la simplicité et s'adapte parfaitement à un récepteur dont l'antenne attaque directement la grille de commande de la lampe d'entrée, c'est-à-dire à haute impédance. Tel est le cas par exemple, des Command Sets.

Le fait que la liaison convertisseur-récepteur s'effectue par câble coaxial à basse impédance n'apporte guère d'inconvénients étant donné que la longueur du câble est toujours réduite au minimum.

Ce mode de couplage devient par contre boiteux lorsque comme c'est le cas le plus général, le circuit d'antenne du récepteur est relativement à basse impédance (self de couplage d'antenne plus faible que celle du circuit grille accordée. Le système de la figure 1A donne également des résultats acceptables dans ce cas mais une amélioration peut être apportée en effectuant la sortie du convertisseur également à basse impédance selon la figure 1B. La self placée dans le circuit plaque de la mélangeuse du convertisseur aura alors une inductance sensiblement égale à celle du circuit d'entrée accordé du récepteur et le condensateur en parallèle sur elle aura une valeur telle que le circuit oscillant ainsi constitué résonne au milieu de la bande du récepteur utilisée comme moyenne fréquence variable. Comme il ne saurait être question de faire varier cet accord on s'efforcera d'amortir le circuit pour qu'il soit à large bande passante. Cela peut être obtenu en mettant en parallèle sur le circuit plaque une résistance l'amortissant suffisamment ou bien en supprimant le condensateur d'accord et en effectuant ce dernier avec un noyau plongeur magnétique. Pour contribuer au même résultat, l'enroulement de couplage devra être tassé contre le circuit plaque. Cet enroulement devra en principe avoir les mêmes caractéristiques que celui de couplage d'antenne du récepteur.

Ce système présente, outre celui de la complication, l'inconvénient de ne permettre l'utilisation du convertisseur qu'avec une moyenne fréquence variable déterminée, alors qu'avec le montage apériodique de la figure 1A, un convertisseur peut servir devant n'importe quelle MF variable à condition de lui mettre des quartz appropriés à chaque cas.

Il existe heureusement un montage également apériodique permettant d'obtenir une sortie à basse impédance : c'est le cathode follower (fig. 1C). La plaque de la mélangeuse du convertisseur, chargée par une simple résistance comme dans le cas

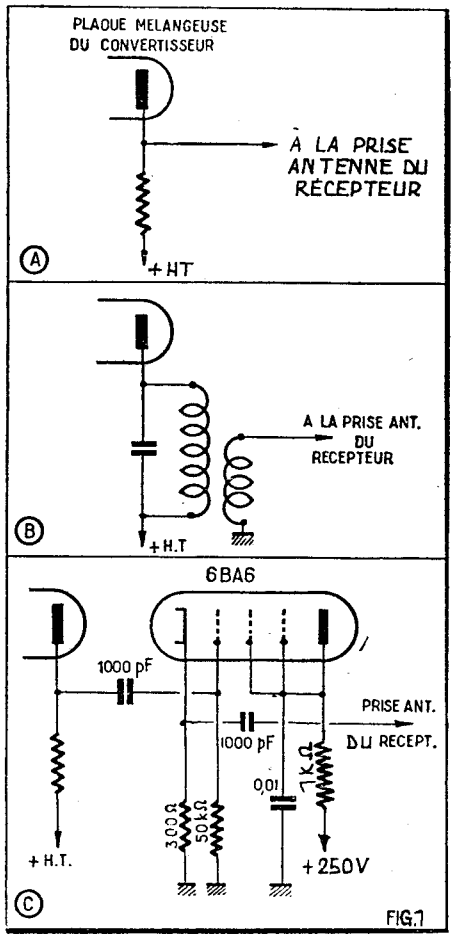


FIG.1

de la figure 1A est reliée par un condensateur à la grille d'une triode également à charge apériodique. La plaque de cette lampe ne sert pas d'électrode active : elle reçoit seulement la haute tension nécessaire au fonctionnement et est mise à la masse du point de vue haute fréquence par un condensateur de découplage. La cathode, par contre, n'est pas à la masse pour la HF. La résistance de polarisation, qui est plutôt dans ce cas une résistance de charge, n'est pas découplée. C'est d'elle que part, par l'intermédiaire d'un petit condensateur, la liaison à basse impédance au circuit d'antenne du récepteur.

Ce montage permettant une excellente adaptation d'impédances sans nuire au caractère universel du convertisseur présente en outre l'avantage de faire obstacle aux inter-réactions des oscillateurs locaux du récepteur et du convertisseur et partant d'éliminer une bonne partie des réceptions intempestives en résultant. Cela, bien entendu, si tout est parfaitement blindé.

Bien que le cathode follower nécessite une triode, nous l'avons monté en nous servant d'une 6BA6. La contradiction n'est qu'apparente car cette pentode est montée en triode. Nous l'avons utilisée parce qu'il s'agit d'un tube très courant et bon marché et qu'elle s'acquitte parfaitement de la tâche qui lui est impartie. Nous ne saurions trop recommander ce montage aux amateurs utilisant des convertisseurs devant des récepteurs dont l'entrée se fait à basse impédance. Il nécessite une lampe de plus sur le convertisseur, mais le jeu en vaut la chandelle.

Utilisation des relais surplus

S'il est une pièce dont la découverte dans un appareil des surplus chagrine l'amateur, c'est bien le relais. Sa présence représente en effet généralement une complication de la « conversion » nécessaire pour tirer parti de l'appareil car il nécessite pour son fonctionnement une source de courant *continu*, la plupart du temps de 24 à 28 V, dont on ne dispose pas. Les relais s'accumulent ainsi dans les fonds de tiroirs de l'amateur de surplus sans espoir de remise en service. C'est fort dommage car ils permettent une foule de commandes à distance fort utiles, même pour l'amateur.

Généralement, la seule source de courant continu dont ce dernier dispose est une alimentation haute tension délivrant quelques 250 V et permettant un débit rarement supérieur à 100 mA. Or, la consommation d'un relais 28 V est de l'ordre de 200 mA et sa résistance de quelque 150 Ω. Même en mettant en série avec le relais une résistance déterminée pour réduire à 28 V la tension appliquée à l'enroulement d'excitation, lorsque l'on branche l'ensemble aux bornes de l'alimentation 250 V, la consommation est prohibitive. Si l'on augmente la valeur de la résistance chutrice jusqu'au moment où la consommation devient acceptable, disons 30 à 40 mA, la fermeture du relais ne s'opère plus. Cependant, si dans ces conditions, vous poussez la palette mobile du relais contre le noyau, vous constatez qu'elle y reste collée. Le faible courant traversant l'enroulement d'excitation, insuffisant pour attirer la palette, suffit cependant pour la maintenir une fois posée contre le noyau. Ce résultat est obtenu avec un courant représentant moins de 25 % de celui que demande normalement le relais.

Fort bien, direz-vous, mais s'il faut actionner le relais à la main, où est son intérêt ? Attendez la suite de la démonstration.

De ce que nous venons de voir, il ressort qu'un relais nécessite un courant assez important mais de durée très limitée pour sa fermeture et ensuite un courant beaucoup plus réduit pour maintenir cette dernière. Autrement dit, lorsqu'on fait passer pendant toute la durée de la fermeture le même courant assez élevé qui l'occasionne, on gaspille inutilement de l'énergie.

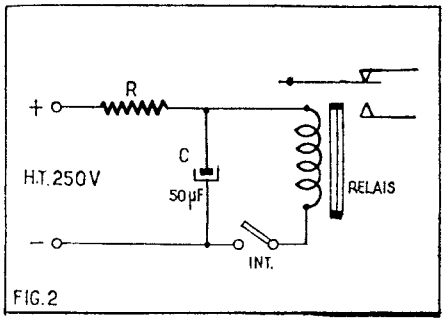


FIG. 2

Le problème consiste donc à trouver le moyen de produire un bref courant de forte intensité pouvant s'ajouter à celui suffisant au maintien de la fermeture du relais : la décharge d'un condensateur est la solution.

La figure 2 montre le montage à effectuer. La résistance R, en série avec l'enroulement d'excitation du relais, sert à réduire à la valeur suffisante pour maintenir la palette collée à l'intensité traversant le circuit. Un condensateur électrochimique de forte capacité C est disposé en parallèle sur l'enroulement d'excitation, son pôle négatif se trouvant du côté moins haute tension. Un interrupteur est disposé entre ce point et la sortie de l'enroulement d'excitation. Lorsque l'on branche la haute tension aux extrémités du circuit cet interrupteur doit être ouvert. Dans ces conditions, le condensateur se charge. Au moment où on ferme ensuite l'interrupteur, le courant de décharge du condensateur s'ajoute à celui dont la résistance chutrice R permet — en vertu de la loi d'Ohm — le passage dans l'enroulement d'excitation. Bien que cette pointe de courant soit très brève, elle est suffisante pour attirer la palette contre le noyau du relais.

La valeur de la résistance R sera déterminée expérimentalement. En général, une résistance bobinée de 10 000 Ω à collier fera l'affaire. Commencer par mettre le collier à l'une des extrémités, de façon à utiliser la totalité de la résistance. *Débrancher le condensateur* C, puis, en réduisant progressivement la résistance, trouver la valeur maximum de cette dernière pour laquelle la palette reste collée au noyau lorsqu'on la pousse contre lui. Réduire encore légèrement la résistance pour avoir une marge de sécurité et brancher un milliampèremètre continu de 0 à 100 mA en série avec l'enroulement d'excitation. On pourra ainsi vérifier que la consommation est bien dans les limites acceptables. *Soulignons que cette mesure doit être effectuée le condensateur débranché, car s'il n'en était pas ainsi le courant de pointe pouvant atteindre plusieurs centaines de mA détériorerait l'appareil.*

La résistance ayant été ainsi ajustée, il n'y a plus qu'à brancher le condensateur et l'enclenchement du relais doit s'opérer lorsqu'on ferme l'interrupteur. La valeur minimum du condensateur pourrait aussi se déterminer expérimentalement, mais, étant donné que les électrochimiques n'existent que pour quelques capacités standard, ce serait sans intérêt. Une capacité de 40 à 50 µF sera largement suffisante (si le condensateur n'est pas desséché et fait bien sa capacité marquée) avec une alimentation haute tension de 250 V.

Précisons qu'il n'est nullement nécessaire d'employer une tension aussi élevée. Il est tout à fait possible, et même avantageux, de se servir d'une alimentation genre tous-courants délivrant une centaine de volts redressés. Le circuit d'excitation du relais étant absolument indépendant de ceux commandés par les contacts, il n'y a aucun inconvénient à se passer de transformateur d'alimentation et à redresser directement le secteur par un oxymétal.

Avec une haute tension de ce genre, il faudra non seulement réduire la valeur de la résistance, mais aussi augmenter la capacité du condensateur (mettre plusieurs 50 µF en parallèle).

Le figure 3 fait ressortir un autre avantage de notre système d'excitation des relais. Rien n'empêche, en effet, de mettre

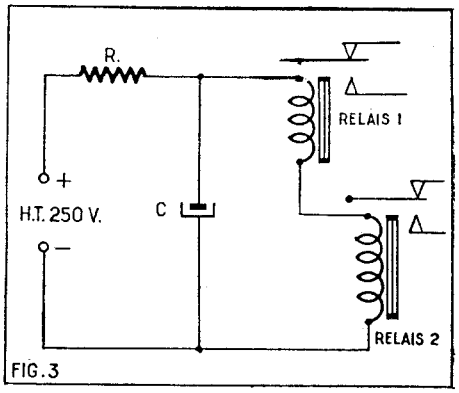


FIG. 3

plusieurs relais en série si l'on a des commutations multiples à effectuer simultanément. Nous avons figuré deux relais en série mais on peut parfaitement en mettre davantage. Comme sur la figure 1, il convient de placer un interrupteur entre l'enroulement d'excitation de relais 2 et le pôle négatif du condensateur.

La valeur de R devra être réduite de la résistance de la ou des bobines d'excitation supplémentaires en circuit. Ajoutons pour terminer que le système est très souple et fonctionne de façon satisfaisante même si les enroulements d'excitation des relais en série sont de caractéristiques assez différentes. Sans parler des innombrables commutations à distance qu'il permet de réaliser, il se prête à la conversion du secteur de certains appareils surplus inutilisables si l'on ne peut faire fonctionner leurs relais incorporés.

Un dispositif de balayage automatique des bandes-amateurs à la réception

Bien qu'il ne s'agisse pas, comme d'aucuns pourraient le croire à première vue, d'un dispositif magique permettant de chasser des bandes amateurs tous les brouilleurs indésirables qui les encombrent, le montage suivant est de nature à augmenter sensiblement le confort de la chasse aux ondes courtes.

Qui dira, en effet, les heures passées par le « mordu des OC » à actionner la commande du cadran de son récepteur pour balayer une bande désespérément déserte, notamment sur 14, 21 ou 28 Mc ? Il n'a rien mais il s'acharne, car Dame Propagation a de telles bizarreries que subitement un « débouchage » peut se produire et une station lointaine (D.X.) faire son apparition. Cette veille épuisante est encore davantage le lot de l'amateur de VHF ou d'UHF.

S'il n'y avait pas à tourner continuellement ce maudit bouton, le malheureux trouverait le temps d'empoigner le fer à souder et de réaliser enfin ce montage dont il rêve et qu'il ne parvient pas à faire sortir du stade de projet, faute de temps !

L'idée d'un balayeur automatique de bande, séduit naturellement de nombreux amateurs.

Le problème est en vérité extrêmement simple du point de vue électrique. Tout le monde connaît le système d'étalement de bandes (bandspread) consistant à mettre un condensateur variable de faible capacité en parallèle sur le CV oscillateur d'un récepteur. On réduit la capacité du trimmer de ce dernier pour compenser celle apportée par le CV étaleur lorsqu'il est au minimum de capacité. Le cadran du récepteur étant alors réglé une fois pour toutes sur la fréquence la plus haute de la bande à recevoir, on couvre cette dernière avec l'étaleur.

Les puristes feront remarquer que l'alignement des circuits haute fréquence avec l'oscillateur devient de plus en plus mauvais au fur et à mesure que l'on augmente la capacité du CV étaleur. En pratique, cela ne constitue pas un vice rédhibitoire.

Tout d'abord, si le CV bandspread est appelé à rester à demeure sur le récepteur, on peut réduire de moitié le désaccord en refaisant l'alignement des circuits HF lorsque ce CV est sur son réglage correspondant au milieu de la bande à recevoir.

D'autre part, plus on monte en fréquences, moins le réglage des circuits HF accordés est pointu. Or les bandes amateurs sont assez étroites et les plus larges sont les plus élevées en fréquences.

Si l'on donne au CV d'étalement une capacité juste suffisante pour lui permettre de couvrir l'étendue de la bande et si l'on rend son axe solidaire de celui d'un moteur électrique à rotation très lente, on obtient le balayage automatique recherché, à la condition que le condensateur soit du type « papillon », ou à lames semi-circulaires pouvant tourner indéfiniment dans le même sens (sans butées d'arrêt en fin de course). Il est également indispensable qu'il soit monté sur roulements à billes et puisse tourner sans presque offrir de résistance.

L'une des deux difficultés majeures est de trouver un moteur électrique absolument silencieux ayant une démultiplication suffisante et ne générant pas de parasites. Un petit moteur d'horloge électrique dont l'axe fait un tour par minute est satisfaisant. Nous avions également remarqué, il y a quelques années, de tout petits moteurs des surplus allemands à rotation très lente, que d'aucuns ont utilisés pour réaliser des étalages tournants de vitrines de magasins et qui semblaient particulièrement indiqués.

Une autre difficulté, qui peut être insurmontable, dépend de l'espace disponible à l'intérieur du récepteur. Il est, en effet, indispensable de réduire les capacités parasites au minimum, de sorte que le CV étaleur doit être monté le plus près possible du CV oscillateur. L'accouplement de son axe à celui du moteur s'effectue par flector isolé. S'il n'y a vraiment pas possibilité de caser le moteur à l'intérieur du récepteur, on peut le monter « hors bord » mais il faut alors un prolongateur d'axe qui risque d'apporter une résistance gênant son bon fonctionnement. On pourrait

(*Suite page* 26.)

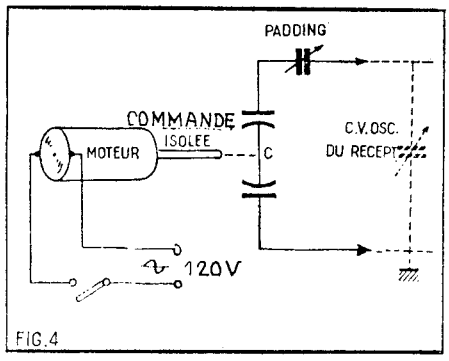


FIG. 4

le « tuning unit »
APR-4

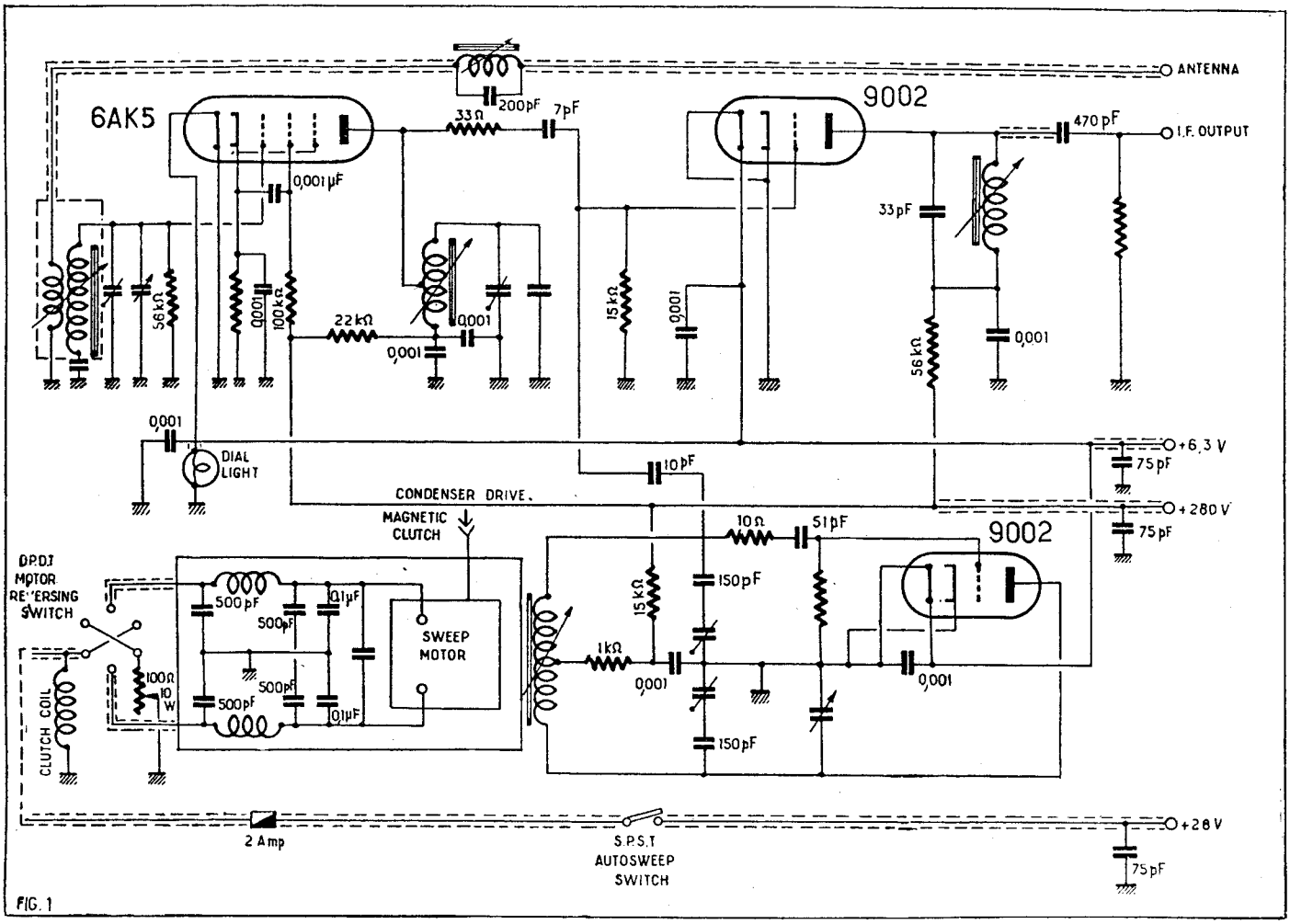


FIG. 1

(Suite de la page précédente)

utiliser une commande semi-souple pour réduire cet inconvénient.

De toute façon, la sagesse commandera, avant d'acheter un moteur, d'en faire l'essai à côté d'un récepteur réglé sur ondes courtes dont la sensibilité aura été poussée au maximum. Si le moteur apporte le moindre bruit de fond dans ces conditions, il est à rejeter.

La figure 4 schématise le dispositif adopté. Outre les éléments que nous venons de décrire, on y remarquera la présence d'un condensateur variable, ou ajustable, padding. Son rôle est très important, car il permet de réduire artificiellement la capacité de C de façon à la ramener à la valeur convenable pour couvrir la bande ou une fraction de bande et rien de plus. Il sera bon de munir le condensateur padding d'un petit cadran — qui pourra n'être qu'un simple disque de carton bristol — et d'un bouton flèche afin de repérer ses réglages pour chaque bande. On pourrait aussi installer un commutateur mettant en circuit un padding de valeur convenable pour chaque bande.

Un petit condensateur variable à air d'une centaine de picofarads convient parfaitement comme padding. Pour le condensateur d'étalement C, une capacité maximum de 30 pF sera largement suffisante. Des capacités sensiblement plus faibles conviendraient également. Signalons qu'on peut récupérer un condensateur papillon excellent pour cet usage sur la partie de balise-radar IFF anglaise R3090.

Notez qu'avec un condensateur papillon, la bande est balayée quatre fois par rotation de 360° de son axe, alors qu'elle ne l'est que deux fois avec un CV simple à lames semi-circulaires. Cela est intéressant à savoir car on peut compenser une vitesse trop grande ou trop faible du moteur en adoptant l'un ou l'autre type de CV. Avec un condensateur papillon et un moteur faisant un tour à la minute, la bande est ainsi balayée en quinze secondes. Elle le serait en trente secondes avec un CV ordinaire.

Ce « Tuning Unit » (bloc d'accord) constitue la partie haute fréquence de l'ensemble de réception VHF et UHF « R-54/APR-4 permettant de recevoir de 38 Mc à 4 000 Mc (vous avez bien lu). Comme pour couvrir une telle gamme d'ondes très courtes une commutation des bobinages serait d'un rendement désastreux et que d'autre part les montages de changement de fréquence doivent être différents pour les VHF ou les UHF, cinq blocs changement de fréquence portant respectivement les désignations « Tuning Unit TN16, TN-17, TN-18, TN-19 et TN-54 » se branchent au choix devant le récepteur proprement dit. Il s'agit donc exactement de convertisseurs réglés chacun pour recevoir une seule gamme suivant le procédé courant de changement de fréquence, c'est-à-dire par variation de l'accord de l'oscillateur local.

Tous ces « Tuning Units » ont même apparence extérieure. Ils se présentent dans un coffret remarquablement blindé, avec un cadran rond gradué en mégacycles avec démultiplicateur sensationnel. Tout le matériel employé est d'une rare qualité. Le cadran peut être entraîné à la main

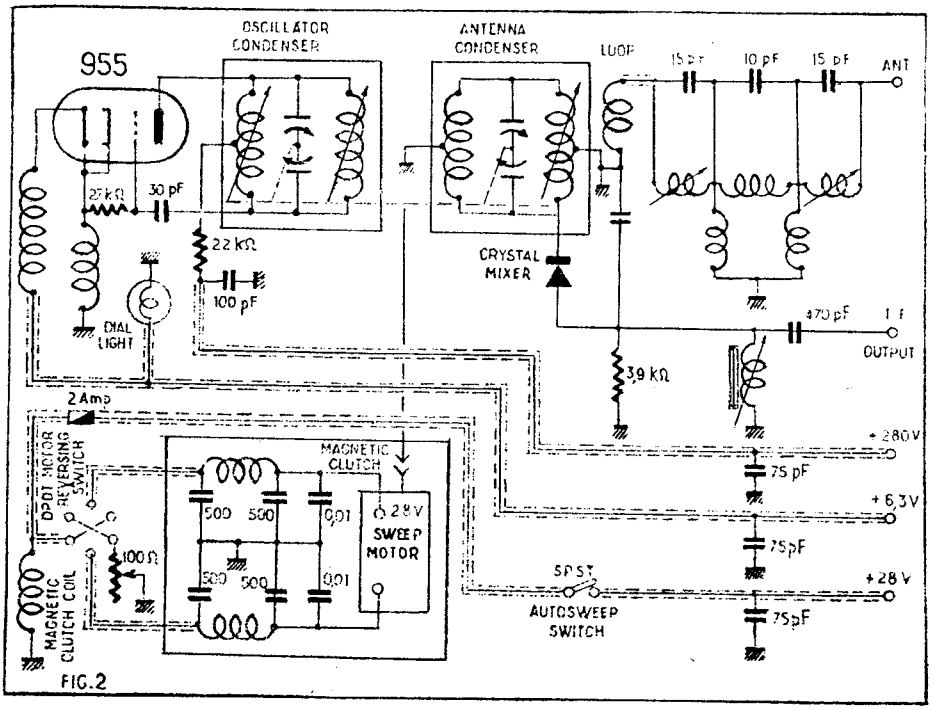


FIG.2

ou par un petit servo-moteur fonctionnant sous courant continu de 28 V. L'interrupteur « Autosweep Switch » (balayage automatique) met en marche en position fermé le moteur de balayage (Sweep Motor) en même temps qu'il fait passer le courant continu dans l'enroulement (Clutch Coil) de l'embrayage magnétique (Magnetic Clutch). Ce dernier rend l'axe du moteur solidaire de celui des condensateurs variables en ligne (Condenser Drive). Un dispositif de filtrage aux bornes du moteur, composé de deux selfs, de quatre condensateurs de 500 pF et de deux condensateurs de 0,1 µF empêche tous parasites générés par le moteur de troubler les réceptions. Un rhéostat de 100 Ω 25 W permet de régler la vitesse de balayage automatique. Un fusible de 2 A se trouve intercalé dans la ligne D — arrivée du + 28 V.

Lorsque le condensateur variable arrive à fin de course de l'un ou de l'autre côté, un dispositif à ailettes déclanche un interrupteur (Motor Reversing Switch) qui change le sens du courant, ce qui provoque un mouvement continuel de va-et-vient du cadran sur une certaine plage de celui-ci réglagle à volonté par déplacement des ailettes.

Un tel dispositif de balayage automatique de bande est extrêmement intéressant pour ceux qui se livrent à l'écoute des bandes d'émission amateur peu fréquentées où la manœuvre manuelle du cadran est vite fastidieuse. Nous pensons spécialement aux bandes des 72 et des 144 Mc. Rien n'empêche d'ailleurs d'adapter le système aux récepteurs de trafic pour bandes décamétriques.

La figure 1 reproduit le schéma d'origine du « Tuning Unit » TN-16, couvrant de 38 à 95 Mc. L'antenne attaque le circuit d'accord de l'étage haute fréquence 6AK5, en passant par un circuit-bouchon accordé sur la moyenne fréquence du récepteur pour éviter les réceptions indésirables sur cette dernière. Le montage de la 6AK5 est tout à fait classique avec circuit accordé dans la plaque et liaison par un petit condensateur de 7 pF à la grille de la 9 002 mélangeuse. L'oscillateur local suivant le circuit-colpitts utilise également une 9 002 et l'injection se fait sur la grille de la mélangeuse par une petite capacité de 10 pF. Un circuit accordé sur la moyenne fréquence se trouve dans le circuit-plaque de la modulatrice et est relié par une capacité de 470 pF àl'entrée du récepteur proprement dit.

Ce schéma peut être utilisé par les amateurs désireux de réaliser un convertisseur pour recevoir des gammes ondes courtes même plus basses en fréquence. L'oscillateur colpitts est en effet, de tous les autooscillateurs celui qui permet la meilleure stabilité. Le système consistant à intercaler un circuit-bouchon dans l'arrivée d'antenne est également à retenir par tous ceux qui s'intéressent au double changement de fréquence et sont gênés par des réceptions en direct sur la moyenne fréquence. Rien n'empêche d'ailleurs dans le cas de la réception à la 75-A de prévoir plusieurs circuits-bouchons en série dans l'arrivée d'antenne accordés chacun sur des fréquences différentes gênantes que l'on désire éliminer.

Signalons encore pour ceux qui ignorent la langue de Shakespeare, que les abréviations « S.P.S.T. » et « D.P.D.T. » signifient respectivement « unipolaire à un seul contact » (Single pôle - Single Throw) et « Bi-polaire » double contact ». « I.F. Output » signifie « sortie moyenne fréquence. La MF s'appelle en effet fréquence intermédiaire (Intermédiate Frequency) en anglais. « Dial light » veut dire lampe-cadran.

Le TN-16/APR-4 est à recommander pour les amateurs de la bande 72 méga.

Nous publions également figure 2 de schéma du TN-18 couvrant de 300 à 1 000 Mc, qui est à recommander pour les amateurs s'intéressant à la bande UHF des 435 méga. Nous voyons que le montage, tout au moins pour la partie HF est tout différent. Il n'y a pas d'étage haute fréquence et l'antenne attaque directement une diode à cristal servant de mélangeuse (Crystal Mixer). Une triode 955, montée également en colpitts fournit l'oscillation locale.

Nous ne possédons pas le schéma du TN-17 mais il est fort probable qu'il ne doit guère différer de celui du TN-16. Le TN-17 couvre la bande amateurs des 144 méga.

une solution généralement méconnue le VFO-HÉTÉRODYNE

Nous n'apprendrons rien à nos lecteurs en rappelant l'idée directrice suivante que nous nous efforçons toujours de ne pas perdre de vue lorsque nous étudions la conversion d'appareils des surplus pour le trafic amateur : éviter, dans toute la mesure du possible de bricoler les circuits oscillants HF. Ces appareils, il ne faut pas l'oublier, ont en effet été réalisés par de puissantes entreprises, disposant de laboratoires parfaitement équipés et d'ingénieurs hautement compétents. Leur étalonnage — leurs cadrans sont le plus souvent gradués en fréquences — et leur stabilité constituent leurs principales qualités. Or, modifier les bobinages revient obligatoirement à détruire l'étalonnage et, souvent, à compromettre la stabilité.

Le problème consiste le plus souvent à faire fonctionner un appareil couvrant une gamme de fréquence donnée sur une autre gamme pour laquelle il n'a pas été prévu. Un montage auxiliaire changeur de fréquence apporte la solution. En réception, ce montage est le convertisseur à oscillateur local fixe précédant le récepteur fonctionnant en moyenne fréquence variable. Nous tenons à attirer tout spécialement l'attention des amateurs sur la possibilité d'appliquer ce même procédé au pilotage d'un émetteur : le convertisseur à oscillateur local fixe s'appelle alors « VFO-hétérodyne ».

Ce genre de VFO est connu depuis fort longtemps. Depuis lors des variantes du système ont périodiquement été publiées, surtout dans les revues anglo-saxonnes, mais n'ont pas connu grand succès auprès des amateurs. Comme le double changement de fréquence, le VFO-hétérodyne s'est heurté au mur de la routine et des idées préconçues ; comme lui aussi, on peut prévoir qu'il ne tardera pas à connaitre un succès justifié : de grands constructeurs américains d'émetteurs de trafic viennent en effet de reconnaitre ses mérites et de l'utiliser dans leurs appareils.

La figure 1 montre le schéma de principe d'un VFO-hétérodyne, conçu pour faire ressortir la grande similitude existant avec la partie changement de fréquence et MF d'un récepteur superhétérodyne classique. La seule différence réside dans

le montage de la partie hexode de V_1 (6E8, ECH3, ECH12 ou ECH81). S'il s'agissait d'un récepteur, la grille de commande de cette hexode recevrait l'oscillation arrivant de l'antenne et devant battre avec celle de l'oscillateur local. Dans le cas présent, nous remplaçons le signal d'antenne par une seconde oscillation locale. Pour cela, la partie hexode est montée en oscillateur Pierce modifié, un quartz étant branché entre la grille de commande et l'écran. Un exemple numérique fera immédiatement comprendre le fonctionnement du système.

Supposons que le quartz oscille sur 9 000 KHz et que l'oscillateur à fréquence variable couvre de 5 000 à 5 500 KHz. On recueillera sur la plaque de V_1 la différence des fréquences des deux oscillateurs, soit 3 500 KHz à 4 000 KHz (bande 80 m), ainsi que leur somme, soit 14 000 KHz à 14 500 (bande 20 m). Donc, pilotage sur deux bandes amateurs sans avoir à rien changer aux deux oscillateurs. Par contre, l'importance du filtre de bande L_2-C_5, L_3-C_6 apparaît immédiatement : c'est lui qui laissera passer la bande désirée et s'opposer au passage de l'autre. Ce filtre devra donc être commuté selon la bande à recevoir.

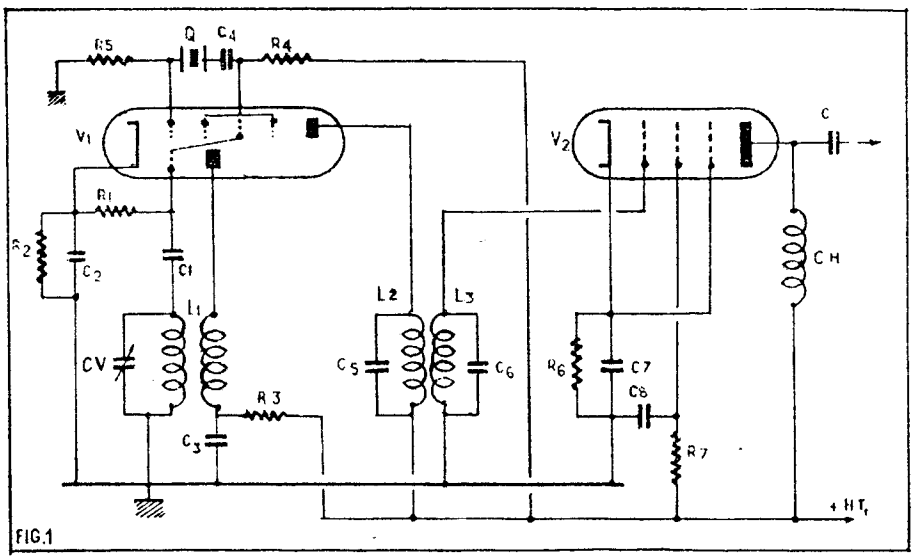
L'oscillation est ensuite amplifiée par la pentode V_2 (la 6SK7 est parfaite dans ce rôle), puis appliquée par C_9 sur la grille, soit d'une autre amplificatrice intermédiaire, soit de la lampe PA de l'émetteur. Les valeurs de la plupart des résistances et capacités sont celles qui seraient utilisées avec les types de lampes employés en réception (changeuse et MF). En outre, on prendra $R_5 = R_4 = 50$ k et $C_4 = 1\,000$ pF. La lampe V_1 étant polarisée par ses oscillateurs, R_2 et C_2 pourraient sans inconvénient être omis et la cathode devra être directement mise à la masse.

Voyons d'abord les avantages du VFO-hétérodyne :

1° *Grande stabilité de la fréquence.* Chacun des oscillateurs fonctionne sur une fréquence éloignée de la fréquence de pilotage et est de ce fait insensible aux réactions de charge. La stabilité est particulièrement remarquable sur les bandes élevées en fréquences. En effet, alors qu'ave un VFO ordinaire on a recours à la multiplication de la fréquence de pilotage, ici on utilise l'addition ou la soustraction. Il n'y a donc pas de multiplication des variations de fréquence du VFO sur les bandes élevées.

Supposons un VFO classique oscillant dans la bande 80 m et attaquant par étages doubleurs un PA fonctionnant dans la bande 20 m. Une dérive de 5 KHz du pilote sera multipliée par 4 et se traduira par une variation de 20 KHz de la fréquence d'émission 20 m.

Si nous reprenons, par contre, notre exemple numérique précédemment donné pour expliquer le fonctionnement du VFO-hétérodyne, la somme des fréquences de l'oscillateur à quartz (9 000 KHz) et de l'oscillateur variable (5 000 KHz) nous donne directement 14 000 KHz, sans multiplication. Si l'oscillateur variable dérive de 5 KHz, la variation de fréquence restera de 5 KHz sur 20 m. Et l'avantage serait encore beaucoup plus marqué sur les bandes plus élevées (21 MHz et 28 MHz). Disons en passant qu'avec le développement de l'activité sur les bandes VHF, le pilotage par VFO deviendra bientôt une nécessité sur ces dernières et que le VFO-hétérodyne sera tout indiqué dans cet emploi en utilisant, soit des quartz modernes de fréquences très élevées, soit des quartz ordinaires en oscillation overtone (rien ne



s'oppose d'autre part à ce qu'on utilise deux auto-oscillateurs, au lieu d'un seul et d'un oscillateur à cristal). En VHF, la multiplication de la dérive d'un VFO classique serait en effet prohibitive :

2° *L'étalement du cadran est le même pour toutes les bandes.* Un KHz représente la même graduation du cadran sur n'importe quelle bande (comme en réception avec le double changement de fréquence « à la 75-A ») ;

3° Il résulte de ce qui précède que *si l'on emploie une modulation de fréquence à bande étroite (NBFM), le contrôle de déviation n'a pas à être retouché d'une bande à l'autre,* comme c'est le cas avec un VFO classique ;

4° *En télégraphie, le VFO-hétérodyne est idéal.* En effet, *on peut laisser fonctionner en permanence l'oscillateur à fréquence variable* sans que se produise la moindre interférence dans le récepteur lorsque le manipulateur est levé, puisqu'il oscille en dehors de la bande. La manipulation peut s'effectuer soit sur l'oscillateur à cristal, soit sur l'étage intermédaire, la note restant T9X (*possibilité de « break-in » intégral*) ;

5° *Le VFO-hétérodyne semble bien être la réponse à l'irritant problème des interférences causées par les émetteurs dans les téléviseurs voisins (TV$_I$).* En effet, ces interférences sont souvent occasionnées par les étages multiplicateurs de fréquence de l'émetteur. En pilotant directement sur la fréquence d'émission, on les élimine radicalement... à la condition de ne pas en créer d'autres d'origine différente.

Nous en arrivons au revers de la médaille : les fréquences indésirables produites par le changement de fréquence. Lorsqu'on mélange deux fréquences dans un étage convertisseur, la résultante contient les deux fréquences initiales ainsi que celles constituant leur somme ou leur différence. Mais ce n'est pas tout.

En pratique, il existe également un nombre considérable d'harmoniques des fréquences initiales et des fréquences résultant du mélange de ces harmoniques entre elles (par exemple, trois fois une fréquence moins deux fois l'autre). Cela présente des difficultés, qui ne sont heureusement pas insurmontables, si l'on ne veut pas peupler l'éther de petits oiseaux.

Les précautions à prendre pour surmonter ces difficultés sont analogues à celles que nous avons eu l'occasion d'exposer à propos des convertisseurs en réception.

1° Il faut réduire au maximum l'amplitude de l'oscillation des deux oscillateurs, afin d'éviter toute surcharge de l'étage mélangeur, génératrice d'une profusion d'harmoniques, et de maintenir à un niveau aussi bas que possible l'amplitude des produits indésirables du changement de fréquence afin de pouvoir plus facilement ensuite les éliminer. Dans ces conditions, la fréquence de battement utilisable sera elle aussi de faible amplitude (comme c'est d'ailleurs le cas avec un VFO classique). Il faudra donc faire suivre le pilote d'un ou plusieurs étages amplificateurs afin de disposer d'une excitation suffisante du PA.

A la lumière de ce qui précède, nous voyons que le schéma de la figure 1 (donné à titre explicatif et nullement comme celui d'une réalisation recommandée) ne répond pas précisément à ces desiderata.

En effet, les deux oscillations et leur mélange se produisent dans une seule lampe, d'où difficultés de dosage et fonctionnement non optimum de la mélangeuse. Il vaudrait beaucoup mieux utiliser deux lampes oscillatrices séparées attaquant des grilles différentes d'une lampe mélangeuse indépendante, telle la 6BE6 ;

2° Il faut utiliser un nombre aussi élevé que possible de circuits accordés entre la mélangeuse et l'antenne pour atténuer au maximum de la bande passante les fréquences indésirables. A ce point de vue également, le simple filtre de bande figuré sur le schéma est nettement insuffisant ;

3° Enfin, et cela est probablement le point le plus important, il faut choisir judicieusement les fréquences des deux oscillateurs de façon à obtenir que la majeure partie des fréquences indésirables tombe nettement en dehors des bandes amateurs. C'est là le point primordial à considérer lorsqu'on envisage la construction d'un VFO-hétérodyne.

Ayant posé aussi complètement que possible les données du problème, nous allons pouvoir par la suite aborder les applications du procédé sur les émetteurs des surplus. Certains de ces derniers, en effet (par exemple le WS-19) sont pilotés par VFO-hétérodyne. Nous comptons, d'autre part, montrer comment ce système permet de tirer parti au mieux d'émetteurs ne couvrant à l'origine aucune bande amateur.

Le récepteur allemand UKW reçoit sans convertisseur la bande des 10 mètres

A juste titre recherché par les connaisseurs, ce récepteur constitue l'une des plus belles réalisations de la technique de guerre allemande. Bien que rappelant par certains côtés le FuG-16 il présente sur ce dernier l'avantage de pouvoir recevoir tel quel — sans l'adjonction d'un convertisseur — une bande amateurs, celle dite des 10 mètres, qui, après être restée « bouchée » pendant des années, connaît actuellement un regain d'activité. En outre, tout comme le FuG-16, il constitue une excellente moyenne fréquence variable pour la réception des bandes VHF ou UHF au moyen de convertisseurs dont l'oscillateur local est piloté par quartz. Du point de vue de sa réalisation mécanique, l'appareil atteint les limites de la perfection. Son bâti est entièrement en métal coulé, ce qui lui donne une rigidité absolue (en même temps qu'un poids appréciable). Comme celui du FuG-16, son montage est effectué autour du bloc de condensateurs variables fixé au panneau avant et doté d'un grand cadran démultiplicateur à engrenages d'une grande précision et sans aucun jeu. Ce démultiplicateur est logé à l'intérieur du panneau avant, épais de 2,5 cm, de même que l'ampoule permettant d'éclairer le cadran par la tranche.

La figure 1 montre l'aspect de l'appareil vu de devant. La correspondance des lettres repères est la suivante (les indications entre parenthèses étant celles gravées sur le panneau avant) :

A = antenne « Ant. » ; B = terre « G » ; C = prise de liaison à l'émetteur « Z. Senser » ; D = volume contrôle « Lautstarke » et interrupteur général « ein-aus » ; E = prises d'alimentation ; F = bouton de commande du cadran ; G = poignée pour tirer l'appareil de son coffret ; H = prises de casque ; I = vernier « feineinstellung » ; J = cadran (l'indication « teilstrich × 100 = Khz » signifie que les chiffres lus sur le cadran doivent être multipliés par 100 pour représenter des kilocycles ; K = inverseur d'antenne émission - réception « Nash-Fern ». Les dimensions de l'appareil sont : largeur : 31 cm ; hauteur : 19 cm ; profondeur : 15 cm.

Le bloc haute fréquence, cœur du récepteur, occupe environ la moitié de l'espace disponible et se situe en haut et à gauche (l'appareil vu de devant en position normale). Il se compose en réalité de trois petits blocs ou châssis : le bloc de bobinage fixé au-dessus des condensateurs variables et les châssis supportant les étages haute fréquence, mélangeur et oscillateur local situés de part et d'autre des CV. Ces trois châssis peuvent se démonter, mais cela oblige à dessouder pas mal de connexions et n'est pas recommandé, sauf si cela est absolument nécessaire.

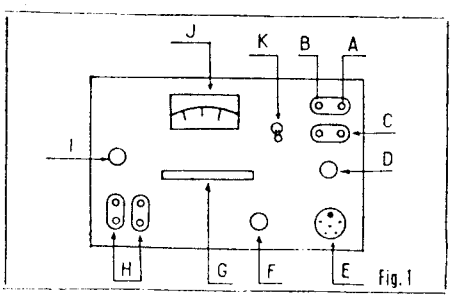


Fig. 1

Les étages moyenne fréquence et détection se trouvent sur un seul bloc châssis en forme de « L » dont la grande branche occupe le bas de l'appareil, à partir de l'extrême gauche. Enfin, le bloc BF est logé à droite de l'ensemble. Tous ces blocs sont assemblés uniquement par vis de fixation du panneau avant. Pour le raccordement des circuits électriques, il n'existe pas de barrettes à broches comme sur le FuG-16, mais les connexions à dessouder pour le démontage sont réduites au minimum.

Ceci dit pour la réalisation mécanique, voyons maintenant le montage électrique.

Ainsi que le montrent les figures 2 et 3 donnant le schéma de l'appareil, l'UKW est un superhétérodyne à sept tubes, tous du même type (pentode à pente fixe RV12 P4000). Il se compose d'un étage haute fréquence accordé ; d'un changement de fréquence à deux lampes, avec stabilisation par régulateur au néon de la haute tension appliquée à l'oscillateur local ; de deux étages moyenne fréquence *accordés sur* 3 100 Kc ; d'une diode assurant la détection et l'antifading et d'une basse fréquence.

Il n'y a qu'une seule gamme de réception, allant de 27,2 à 33,4 Mc et englobant donc la bande amateurs de 28 à 29,7 Mc.

L'inverseur émission-réception étant sur position « écoute » (fern), l'antenne attaque à haute impédance le circuit oscillant d'entrée par le petit condensateur céramique de 4,5 pF. Les bobinages HF sont effectués sur des mandrins à arêtes en stéatite. Une spire en court-circuit coulissant à l'intérieur de chaque mandrin permet d'ajuster l'inductance du bobinage de la même façon qu'avec le procédé classique du noyau magnétique.

Le schéma parlant de lui-même, nous nous bornerons à attirer l'attention sur les seuls points présentant quelque originalité.

On notera tout d'abord que le changement de fréquence est effectué par injection de l'oscillation locale dans le circuit de cathode du tube modulateur alors que nous avons vu que dans le FuG-16 l'injection avait lieu dans la grille de commande. Ce dernier procédé est celui qui permet la plus grande sensibilité mais il a le défaut d'occasionner du « pulling », c'est-à-dire une interréaction des réglages du circuit d'accord sur la mélangeuse et de celui de l'oscillateur local. Nous avons effectivement constaté cet inconvénient en procédant au réalignement du FuG-16, mais nous devons ajouter qu'une fois accordé l'appareil est d'une extraordinaire stabilité. C'est ce que nous avons vérifié en injectant la MF de 3 100 Kc de notre FuG dans un Q5 et donnant une sélectivité en lame de couteau grâce à ses deux étages MF accordés sur 85 Kc. Malgré cela, il n'était nullement nécessaire de retoucher au cadran du FuG pour compenser la dérive et éviter de perdre la station écoutées. C'est là une performance vraiment remarquable dont bien peu de récepteurs seraient capables sur des fréquences de l'ordre de 40 Mc.

Mais revenons à l'UKW. Sa stabilité ne le cède en rien à celle du FuG et, grâce à l'injection dans la cathode du tube mélangeur, le pulling est inexistant. La parfaite rigidité mécanique, le blindage intégral et le très grand soin apporté au découplage de tous les circuits concourent à ce résultat, de même que, naturellement, la stabilisation de la haute tension appliquée à l'oscillateur local. Les RV12P4000 étant des pentodes à pente fixe, les écrans de la HF, de la mélangeuse et de chacune des lampes MF sont alimentés par des ponts de résistances.

Les transformateurs moyenne fréquence présentent une particularité, qui n'en est pas une pour ceux qui sont habitués à la construction allemande, à savoir que le couplage entre le primaire et le secondaire de chacun d'eux est uniquement capacitif : chaque enroulement étant rigoureusement blindé par rapport à l'autre, ce qui évite tout couplage inductif.

La détection est assurée par une RV12 P4000 montée en diode qui assure en même temps l'antifading. L'idée de soumettre à la CAV des lampes à pente fixe n'a rien d'orthodoxe et constitue bien ce qu'il y a de plus contestable dans la conception de cet excellent appareil. Il ne faut cependant pas oublier qu'il s'agissait d'un récepteur équipant des véhicules militaires destinés à assurer des liaisons à courtes distances, soit avec d'autres véhicules, soit avec un poste de commandement. La CAV avait donc principalement pour objet d'empêcher l'opérateur, écoutant au casque, d'avoir les tympans défoncés lorsqu'un autre véhicule tout proche se mettait à émettre.

Pour l'amateur, il s'agit au contraire, sur la bande des 10 mètres, d'avoir une sensibilité maximum pour capter les émissions venant des antipodes. Cet antifading boiteux est donc à proscrire. Pour le supprimer, il suffit de mettre à la masse des extrémités des résistances de 1 MΩ de fuite de grille de la HF et de la première MF qui allaient normalement à la ligne de CAV. La sensibilité s'en trouve grandement améliorée.

Il n'existe qu'une seule amplificatrice basse fréquence, l'écoute étant prévue au casque. On remarquera que la polarisation de cette lampe est appliquée sur sa grille de commande, la cathode étant à la masse. L'impédance du secondaire du transformateur de sortie est de l'ordre de 300 Ω. En réception, les deux douilles de la prise « zu sender » doivent être court-circuitées. Il est probable qu'un relais de l'émetteur déconnectait les casques en position émission.

Venons-en maintenant à la question alimentation.

Contrairement à la plupart des appareils surplus qui étaient prévus pour fonction-

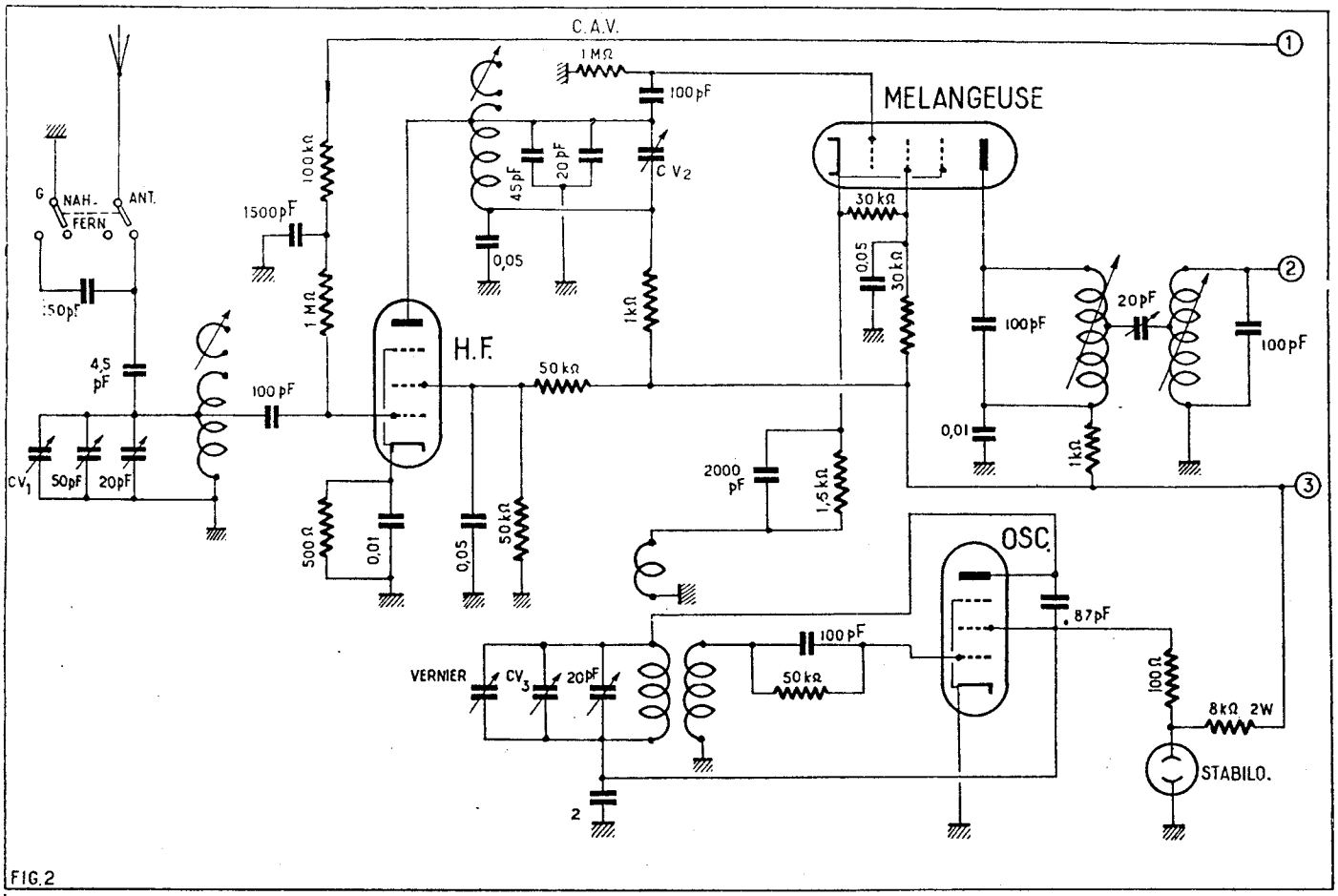

C.A.V.
MELANGEUSE
H.F.
OSC.
G
NAH.
FERN
ANT.
VERNIER
STABILO.
8kΩ 2W

FIG.2

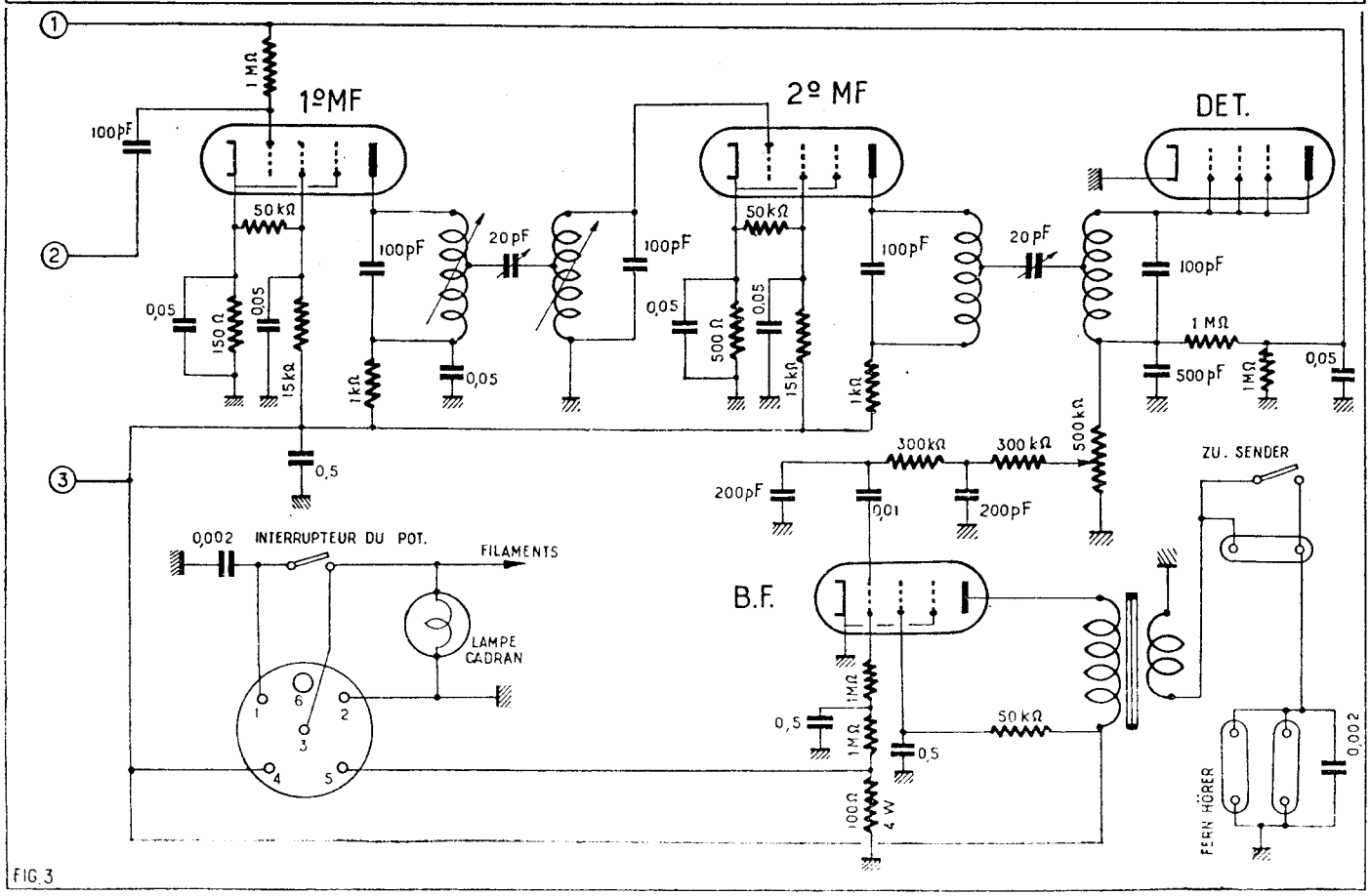

1ºMF
2º MF
DET.
B.F.
INTERRUPTEUR DU POT.
FILAMENTS
LAMPE CADRAN
ZU. SENDER
FERN HÖRER

FIG.3

ner sur accumulateur de 24 ou 28 V, l'UKW fonctionnait sur des véhicules équipés de batteries de 12 V. Il n'y a donc pas à modifier le câblage des circuits alimentation filaments (câblés en fil rouge). La consommation de l'appareil est extrêmement réduite. Pour la haute tension — *qui ne doit pas dépasser* 200 *V* — elle est inférieure à 40 mA. La consommation chauffage est de 1,4 A sous 12 V. Les heureux possesseurs d'une auto ayant une batterie de 12 V peuvent donc employer l'appareil, sans aucune modification, en poste mobile. Une réflexion s'impose cependant à ce propos : l'appareil, pas plus que les autres utilisés par les Allemands sur des véhicules, ne possède pas de dispositif écréteur de parasites. Les opérateurs devaient donc en prendre plein les oreilles, surtout avec des appareils travaillant sur ondes très courtes où les parasites de moteurs sont particulièrement violents. C'est probablement pour cette raison que la sensibilité des récepteurs était volontairement réduite par le pseudo-antifading. Le fait que les transmissions militaires auxquelles servaient ces récepteurs s'effectuaient à courte distance, avec des émetteurs beaucoup plus puissants qu'il n'aurait été nécessaire, devait également contribuer à noyer le fond de parasites.

Les bornes de la batterie du véhicule étaient reliées, le + 12 V à la broche 1 et le — 12 V à la broche 2 de la prise d'alimentation. L'interrupteur du potentiomètre de contrôle de volume envoyait, en position fermée, le + 12 V sur la prise 3. Les prises 2 et 3 étaient connectées à l'entrée du dispositif assurant la conversion de la basse tension en haute tension de 200 V (alimentation à vibreur ou convertisseur rotatif ?). Le + 200 V arrivait à la prise 4 et le — 200 V à la prise 5. Cette dernière, étant reliée à la masse par une résistance de 100 Ω, 4 W, se trouve à un potentiel négatif assurant la polarisation de la lampe finale. La broche 6 de la prise multiple constitue uniquement une tige-guide.

Il est possible de réduire de 200 mA le courant de chauffage en supprimant la RV12P4000 détectrice et en la remplaçant par une diode au germanium, IN34 ou autre similaire. Cela présente l'avantage de récupérer une lampe de rechange ou de trouver la place pour monter une préamplificatrice BF. A vrai dire, l'appareil se prête à de multiples transformations selon les goûts de chacun. La seule partie du montage qu'il n'est pas recommandé de modifier est le changement de fréquence où il est bon de conserver les deux RV12 P4000 mélangeuse et oscillatrice sans retoucher au montage d'origine.

La description qui précède intéressera cependant, nous en sommes certains, les nombreux lecteurs qui, ayant des RV12 P4000 dans leurs tiroirs, y trouveront de précieux enseignements pratiques pour les utiliser.

Comme la plupart des lampes de réception allemandes telles que la RV12P2000 ou la NF2, la RV12P4000 a été spécialement conçue pour être mise à toutes les sauces.

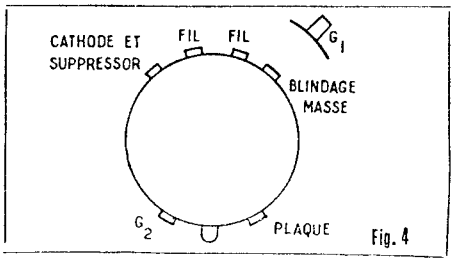


Fig. 4

	RV12P4000	NF2	RV12P2000
Chauffage	12,6V × 200 mA	12,6 V × 195 mA	12,6 V × 75 mA
Tension plaque	200 V	200 V	210 V
Intensité plaque	3 mA	3 mA	2 mA
Tension écran	100 à 125 V	150 V	75 V
Intensité écran	1,1 mA	1 mA	0,7 mA
Polarisation G1	— 1,6 à — 2,7 V	— 2 V	— 1,7 à — 3 V
Résistance de polarisation par la cathode	550 Ω	500 Ω	
Pente	2,3 mA/V	2,2 mA/V	
Résistance interne	1 MΩ	1,8 MΩ	

Le tableau suivant en donne les caractéristiques parallèlement à celles de la NF2 (la lampe qui s'en rapproche le plus) et de la RV12P2000.

La figure 4 donne le brochage de la lampe qui nécessite un support analogue à celui de la RV12P2000, mais plus grand. Les caractéristiques maxima d'utilisation de la RV12P4000 sont : tension plaque 200 V ; tension écran 125 V ; dissipation plaque 1,5 W ; dissipation écran 0,3 W ; intensité cathodique 6 mA.

Comme on peut en juger d'après le tableau, les caractéristiques de la RV12P4000 et de la NF2 sont très voisines.

Les capacités parasites de la RV12P4000 sont : capacité d'entrée 8,7 pF ; capacité de sortie 9,9 pF ; capacité grille-plaque inférieure à 0,003 pF. La longueur d'onde limite d'utilisation de la lampe est 450 m.

comporte en parallèle, en plus du condensateur variable, de petits ajustables trimmers destinés à rattraper tout désaccord et à faciliter l'alignement avec les CV doubleur et PA. Les trois CV sont en effet en ligne et entraînés par un cadran identique à celui du récepteur UKW. De petits condensateurs à capacité variable en fonction de la température contribuent à réduire la dérive due à l'échauffement et la tension écran de la RL12P35 est stabilisée par un tube au néon.

L'oscillateur peut s'accorder de 13,6 à 16,7 Mc. Un doublage de fréquence est opéré dans le circuit plaque (L_2) de la lampe pilote, qui s'accorde sur les fréquences de travail, c'est-à-dire de 27,2 à 33,4 Mc.

L'oscillation ainsi obtenue est appliquée sur la grille de commande de la seconde RL12P35 et recueillie simplifiée sur la plaque de cette lampe. Des prises sur la

voyons maintenant l'émetteur 10 WS accouplé à l'U.K.W.

Il s'agit d'un émetteur à deux étages HF (pilote + ampli) équipés tous deux du même type de lampe (RL12P35).

Le pilote est un auto-oscillateur E.C.O. particulièrement soigné pour obtenir une bonne stabilité. Le circuit oscillant L

RESISTANCES AU CARBONE, BOBINEES — CABLES — RELAIS — MICROSWITCH — DISJONCTEURS — TUBES — QUARTZ — GALVANOMETRES — SELSYNS — CONDENSATEURS — GENERATEURS H.F. — RECEPTEURS DE TRAFIC — MATERIEL V.H.F. et U.H.F. — RADIOGONIOMETRES

MATÉRIEL PROFESSIONNEL

MATÉRIEL DE "SURPLUS"

- RECEPTEURS DE TRAFIC
- APPAREILS DE MESURE
- TUBES EN BOITE D'ORIGINE
- MATERIEL V.H.F.

etc... etc...

et n'oubliez pas que

QUARTZ = BERIC

TOUS QUARTZ DISPONIBLES (ou presque)

TOUS RENSEIGNEMENTS ET CATALOGUE GRATUITS SUR DEMANDE

BERIC

28, rue de la Tour, MALAKOFF (Seine)

Métro : Porte de Vanves

Téléphone : ALEsia 23-51

C.C.P. PARIS 16.578.99

Magasin fermé dimanche et lundi

Bonnange

CHEZ BERIC TOUT EST CHIC - CHEZ BERI

self PA (L_3) permettent une adaptation approximative de l'antenne utilisée. Le petit condensateur variable CVA permet de parfaire cette adaptation, et un ampèremètre de mesurer le courant HF envoyé dans l'antenne.

On remarquera que la haute tension appliquée sur la plaque PA n'est que de 350 V (facilement obtenue avec un transfo et une valve de récepteur classique). Cela permet l'adoption, pour l'émission en graphie, d'un système de manipulation extrêmement rudimentaire : une grosse résistance de 4 000 Ω insérée dans le retour haute tension fait tomber cette dernière à une valeur négligeable, ce qui équivaut à un blanc de manipulation. Lorsque le manipulateur branché aux bornes de cette résistance est abaissé, il la court-circuite et rétablit la haute tension normale envoyant un signal dans l'antenne.

Une unique lampe RV12P4 000 constitue l'amplificateur de modulation pour l'émission en téléphonie. Comme dans le cas du FUG-16, il s'agit d'une modulation dans la grille de commande du tube PA par l'intermédiaire du transof T_3.

Le microphone à utiliser doit être nécessairement du type à grenaille de charbon. Dans l'installation militaire allemande, il s'agissait d'un laryngophone.

En position graphie modulée, la même RV12P4 000 se comporte en oscillatrice BF à 800 périodes, T_2 servant alors de bobinage oscillateur en même temps que de transfo de modulation.

La prise PRX doit être reliée à celle marquée « zu zender » se trouvant sur le récepteur « UKW ». Elle permet, lorsque l'émetteur est en service, d'écouter au casque branché sur le récepteur ce que l'on émet, soit en phonie, soit en graphie modulée. C'est pourquoi R_2 et T_3 possèdent chacun un enroulement secondaire supplémentaire permettant de prélever une partie de la modulation pour l'envoyer au casque.

Extérieurement, le 10 WS a les mêmes dimensions et sensiblement la même présentation que l'UKW.

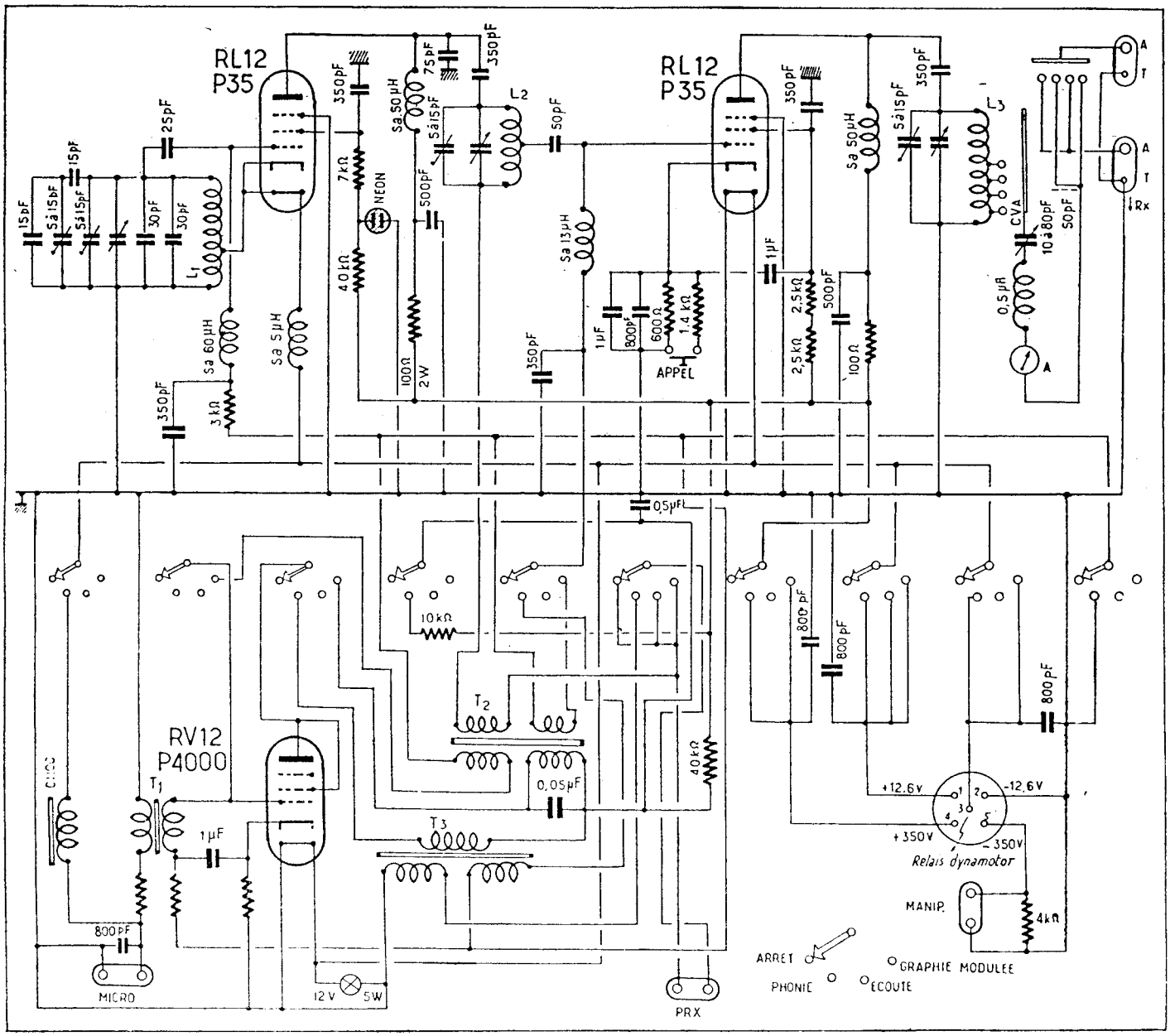
Sa puissance antenne n'est que de 10 W, mais sur la bande amateurs des 10 m qu'il couvre, on peut faire de très belles choses avec une telle puissance, à la condition d'avoir une bonne antenne.

Rappelons en passant aux amateurs licenciés pour l'émission — les seuls ayant le droit de détenir un émetteur — que leur autorisation ne leur permet pas d'émettre en télégraphie modulée. Rien ne les empêche cependant de supprimer l'oscillateur BF pour fonctionner en C.W. (télégraphie non modulée).

A propos du récepteur « U.K.W. », l'aimable lecteur à qui nous devons le schéma du 10 WS nous a apporté quelques précisions complémentaires.

La haute tension est de 130 V, et non de 200 comme nous le supposions. Elle était fournie à l'origine par un dynamotor débitant environ 30 mA, dont la mise en route était assurée par un relais incorporé. Ce relais était commandé par l'interrupteur du potentiomètre du récepteur (broche 3 de la prise multiple).

Un second dynamotor, plus puissant, servait à alimenter l'émetteur 10 WS et sa mise en route s'effectuait également par un relais 12 V.



le W. S. 18
émetteur récepteur
pour courtes distances

A l'ère des transistors, de tels appareils à piles peuvent sembler dépassés et nous nous empressons de dire que nous n'en recommandons pas l'achat. La description qui suit n'a donc d'autre but que de parfaire les connaissances des amateurs curieux et aussi de rendre service à ceux — ils sont nombreux — qui ont récupéré ce type d'appareil et voudraient bien en tirer parti. Nous songeons tout particulièrement aux « broussards » auxquels il peut rendre de grands services du fait de son alimentation autonome et de son excellent fonctionnement.

Les P.T.T. délivrant maintenant des autorisations d'émission « en portable » ou « en mobile », et l'appareil pouvant fonctionner sur la bande amateurs des 40 mètres, l'emploi du WS 18 n'est plus l'apanage des « pirates ». Aussi ne saurions-nous trop engager les propriétaires de cet appareil à se mettre en règle avec l'administration pour éviter de sérieux désagréments.

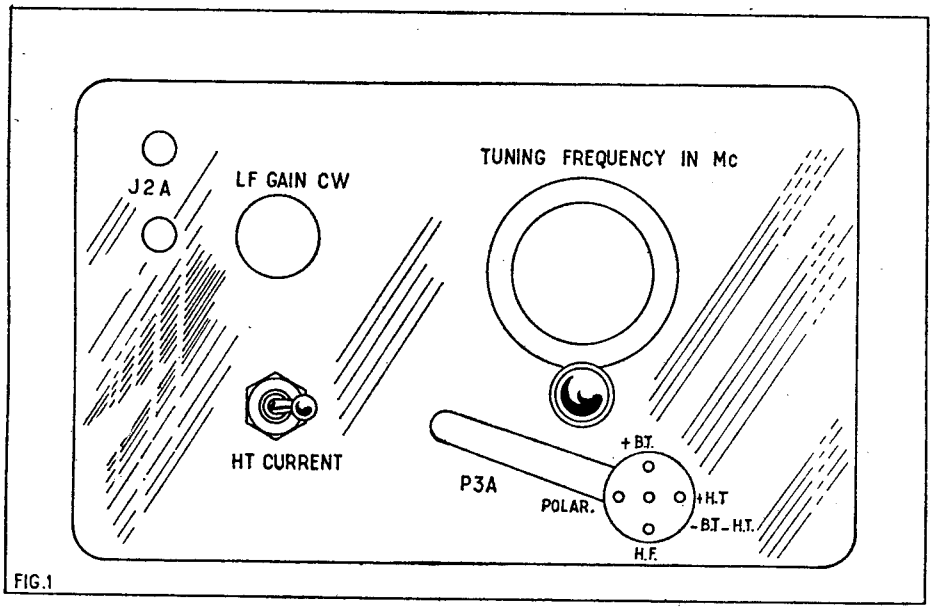


FIG.1

Prévu pour les transmissions à courte distance, notamment entre QG de compagnie et QG de bataillon, l'ensemble émetteur-récepteur n° 18 de l'armée britannique s'apparente à l'ER 40 qu'utilisait l'armée française de 1939. Comme ce dernier, il pouvait être utilisé porté à dos d'homme au cours d'une marche. Là s'arrête cependant la comparaison, car, alors que l'ER 40 était prévu pour fonctionner sur ondes très courtes, le n° 18 couvre la bande de 6 à 9 Mc (33 à 50 mètres).

Il se compose d'un émetteur comprenant un maître oscillateur (MO) et une amplificatrice de puissance (PA) et d'un récepteur superhétérodyne à quatre tubes : une haute fréquence, une changeuse de fréquence, une moyenne fréquence et une détectrice amplificatrice BF. La partie triode de cette dernière lampe fait également office d'oscillateur de battement (BFO) pour réception de la télégraphie. *La moyenne fréquence est de* 465 *Kc* et comme il n'y a qu'un seul étage MF, la sélectivité s'apparente à celle d'un bon récepteur de radiodiffusion. L'atténuation est théoriquement de 5 db par Kc d'écart.

L'alimentation se fait par piles sèches et les lampes sont de types à chauffage direct sous 2 V. Le chauffage se fait cependant avec une plie de 3 V que des résistances chutrices ramènent à la valeur convenable.

La haute tension est fournie par une pile de 162 V avec prise à 12 V pour la polarisation.

La consommation de l'appareil est, en basse tension, de 350 millis en émission et de 200 millis en réception, et en haute tension, de 20 millis en émission et de 15 millis en réception.

Avec une puissance aussi réduite à l'émission, la portée est éminemment fonction de l'antenne utilisée. Le manuel de l'armée britannique relatif à ces appareils indique qu'avec une antenne fouet de 3 mètres, on peut espérer porter en téléphonie à 8 kilomètres, mais il est probable qu'avec une antenne accordée d'émission bien dégagée on peut faire beaucoup mieux lorsque la propagation est bonne et que la bande 40 mètres couverte par l'appareil n'est pas trop encombrée, ce qui est bien rare. En télégraphie, on peut espérer doubler la portée.

L'ensemble WS 18 se présente en deux blocs réunis dans un coffret métallique de 0,43 m de haut × 0,25 m de large × 0,20 m de profondeur. A la partie supérieure se trouve le bloc récepteur (fig. 1) sur le panneau avant duquel se trouvent :

1. — Le cadran démultiplicateur étalonné en mégacycles, marqué « tuning frequency in Mc ».

2. — Le bouton du potentiomètre volume contrôle qui, en fin de course, fait accrocher l'appareil pour la réception des télégraphies non modulées, marque « LF gain — CW ».

3. — Deux prises jack pour écouteurs, marquées « Phones » (la réception se fait en effet au casque, car il n'y a qu'un seul étage BF, amplificateur de tension).

4. — Un cordon d'alimentation terminé par une prise à 5 broches (P3A) se trouvant sur le panneau avant du bloc émetteur.

5. — Un interrupteur de la haute tension.

Le bloc émetteur, s'encastrant sous le récepteur, comporte sur son panneau avant (fig. 2) :

1. — Le démultiplicateur du CV pilote (MO tuning).

2. — Celui du CV du PA (Aerial tuning).

3. — Le jack de manipulateur « CW Key ».

4. — L'interrupteur à plongeoir, marqué « Net », permettant de mettre en service le pilote de l'émetteur, le récepteur étant en service, pour se placer sur la fréquence du correspondant.

5. — Le commutateur « AE Switch » permettant l'adaptation d'antenne en la raccordant à l'une des prises sur la self plaque du PA.

6. — L'appareil de mesures « Meter Reading » et le commutateur « Meter Switch » permettant différents branchements de ce microampèremètre de façon à recueillir les indications suivantes :

A. — Voltage de la pile haute tension.
B. — Voltage de la pile basse tension.
C. — Consommation anodique du récepteur.
D. — Consommation anodique de l'émetteur.
E. — Consommation anodique du récepteur et du pilote de l'émetteur (en appuyant sur le bouton « Net ».

Notez que *l'appareil de mesures ne permet que des mesures comparables et ne donne pas des indications en volts ou milli-ampères.* A titre indicatif, si tout est correct, on doit trouver de 240 à 270 micro-ampères en position C, de 340 à 440 micro-ampères en position D, et de 310 à 370 micro-ampères en position E.

7. — La prise de micro, à quatre douilles. Une explication s'impose immédiatement quant au nombre anormal de ces contacts : le commutateur émission-réception se trouve en effet dans le manche du micro. Pour émettre, il faut appuyer sur sa pédale. Il est donc essentiel pour utiliser l'appareil, d'avoir un microphone à charbon de ce type. Sinon, il faut prévoir un dispositif permettant de court-circuiter les douilles 1 et 2 en émission.

8. — Un jack à deux lames servant au branchement d'un micro incorporé dans le masque à gaz.

9. — L'interrupteur général d'alimentation marqué « Batteries ».

10. — Les vis de réglage des 2 petits rhéostats permettant d'ajuster la tension de chauffage des lampes du récepteur et de l'émetteur.

Les piles servant à l'alimentation de l'appareil se logent à la partie inférieure

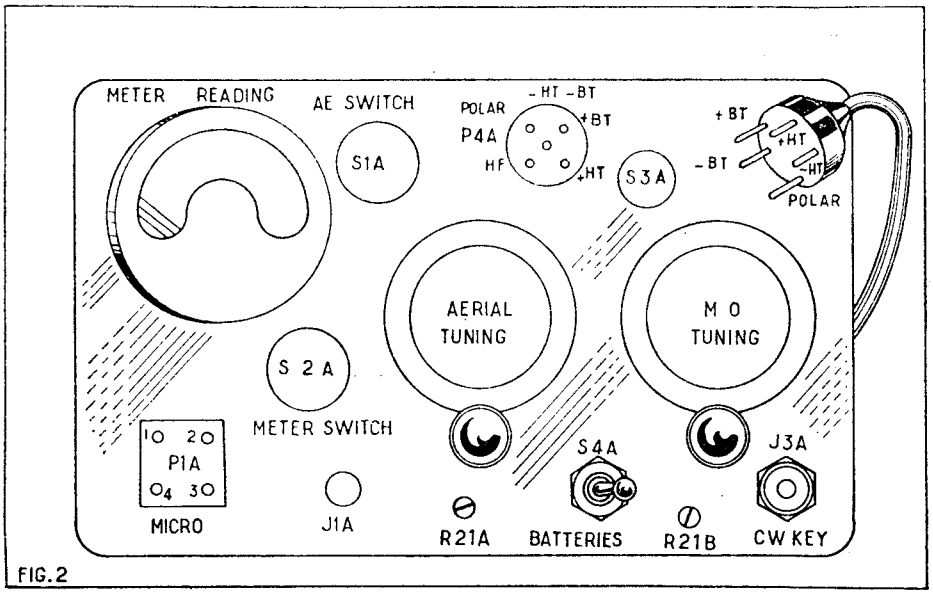


FIG. 2

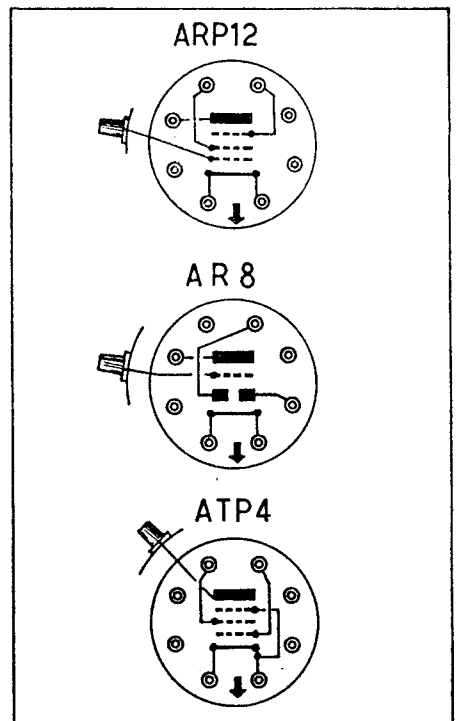


FIG. 3

du coffret. Un cordon d'alimentation partant de sous le bloc émetteur et terminé par une prise multiple à 5 broches (P2A) permet de prélever les diverses tensions, à savoir :

162 V (haute tension).
3 V (chauffage).
et 12 V (polarisation).

L'ensemble utilise 6 lampes britanniques à chauffage direct et culot octal (assez difficiles à remplacer), à savoir :

1. — A la réception : 3 lampes ARP 12, pentodes HF analogues à la IT4 et une double-diode triode AR8.

2. — A l'émission : une AR8 (pilote) et une ATP4 (pentode de puissance, PA).

Pour répondre immédiatement aux questions que ne manqueraient pas de se poser nos lecteurs au sujet de ces lampes, voici leur brochage (fig. 3) :

Le « WS 18 » a subi une série de modifications successives au cours de la guerre, d'où les désignations « MK 1, MK 2 et MK 3 ». La principale différence entre le type MK 1 et les suivants est qu'il ne permet pas de recevoir la télégraphie non modulée.

Contrairement à ce qu'on pourrait croire du fait du montage en blocs séparés, *l'émetteur et le récepteur ne sont pas indépendants*. En effet, le circuit accordé d'antenne constituant la sortie de l'émetteur sert en même temps de circuit d'entrée de l'étage HF du récepteur. Comme ce circuit se trouve dans le bloc émetteur, le récepteur ne peut fonctionner sans y être relié.

En nous reportant à la figure 4, qui en donne le schéma, partons de la prise multiple d'alimentation « P2A » se raccor-

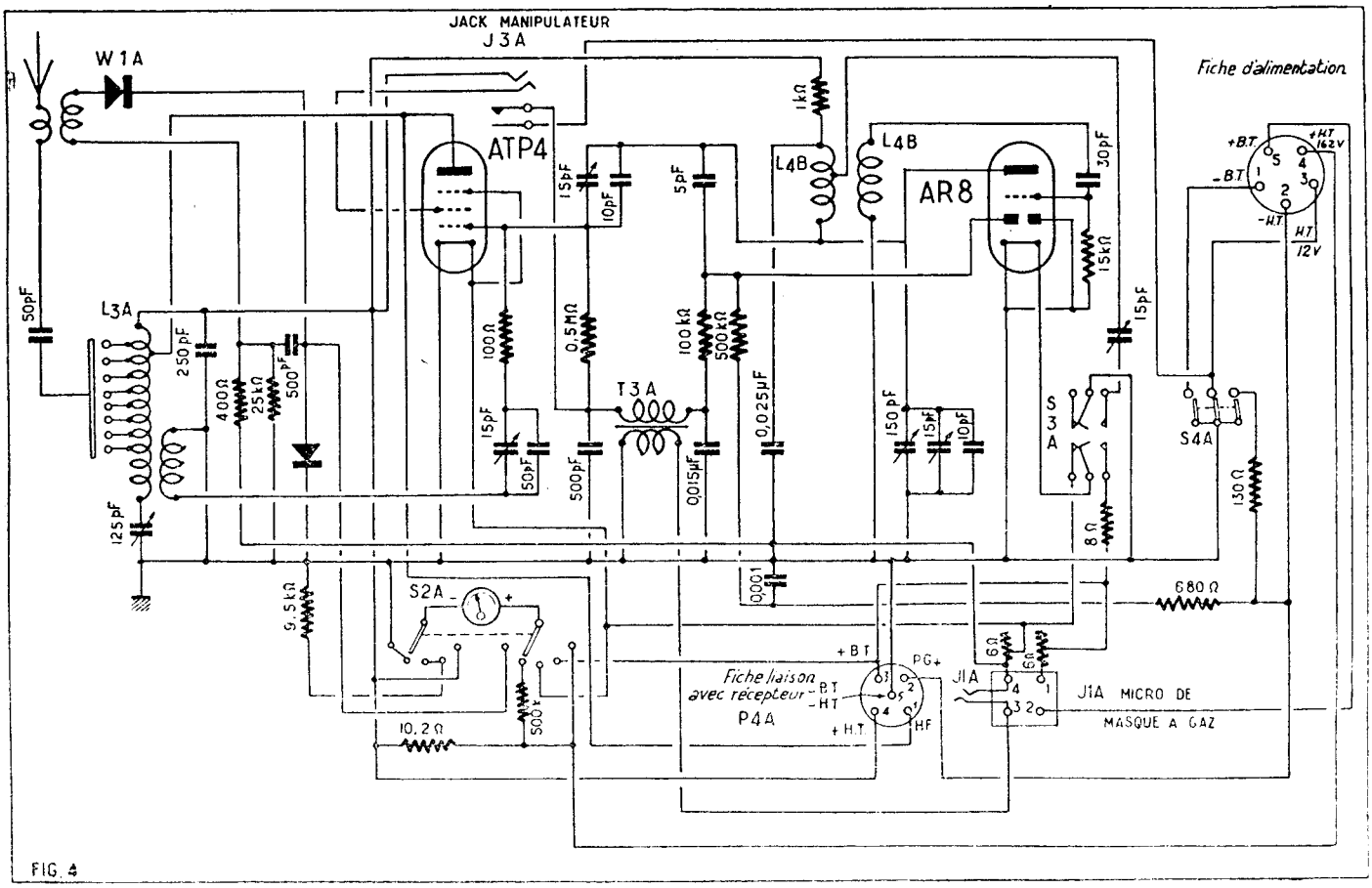


FIG. 4

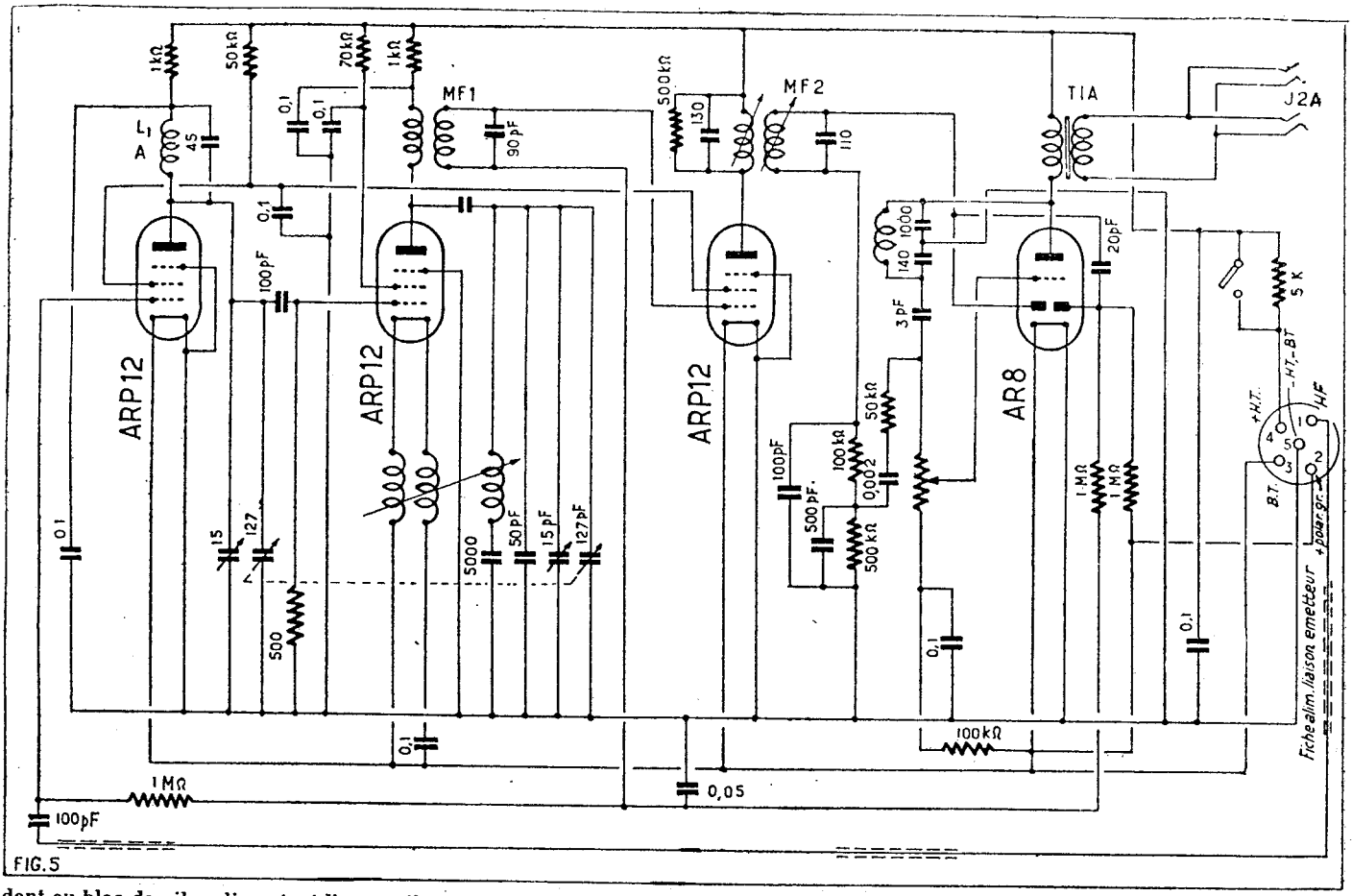


FIG.5

dant au bloc de piles alimentant l'appareil. Sur la pile haute tension de 162 V, existe une prise de 12 V. C'est cette prise qui est à la masse de sorte que la broche 2, marquée — HT, constitue en pratique la prise de polarisation — 12 V. La haute tension réelle est donc de 150 V.

L'arrêt de l'ensemble de l'appareil est opéré par le commutateur « Batteries » S4A, qui, en position fermée, met à la masse la prise + 12 V de la pile HT, le négatif du chauffage et le retour du circuit de polarisation.

Le commutateur à poussoir « Netting » S3A coupe lorsqu'on l'enfonce le chauffage de la lampe finale, de façon à ne laisser fonctionner que le pilote avec le récepteur. Comme le chauffage est effectué sous 3 V alors que les lampes sont à chauffage 2 V, il a aussi pour effet d'intercaler une résistance chutrice supplémentaire dans le circuit filament de la AR8.

Le pilote est un auto-oscillateur du type « reversed feed back », dont le circuit plaque est accordé. Le couplage de ce circuit à la grille de commande de la lampe PA (ATP4) est capacitif. Un condensateur ajustable permet de doser l'injection, ce qui est important du fait que la modulation du PA s'effectue sur la grille de commande attaquée directement par le transformateur de modulation T3A. L'emploi d'un microphone à charbon à niveau de sortie élevé, ainsi que la faible puissance du PA permet d'obtenir une modulation de profondeur convenable sans avoir à utiliser d'amplificateur de modulation.

Pour travailler en télégraphie (avec les modèles MK 2 et MK 3), un jack coupe-circuit (J3A) est inséré dans le circuit haute tension de la lampe PA et l'on y introduit un manipulateur spécial qui comporte un commutateur émission-réception mettant en service la basse tension sur l'émetteur ou sur le récepteur.

Le bobinage L3B, couplé inductivement à la self de sortie L3A, et capacitivement à la grille de commande de la ATR4, assure le neutrodynage de la lampe (l'empêchant d'auto-osciller). Ce neutrodynage est réglable par un ajustable de 15 pF.

L'adaptation de l'antenne s'effectue par le commutateur S1A, la « piquant » sur l'une des prises de la self de sortie L3A.

Une connexion blindée relie le point chaud de la self PA à la douille « 1 » de la prise P4A de liaison de l'émetteur au récepteur.

Le bloc réception (fig. 5)

De la broche correspondante de la fiche multiple d'alimentation du récepteur, la connexion blindée se poursuit à travers un condensateur fixe de 100 pF jusqu'à la grille de commande de la lampe haute fréquence ARP12. Cet étage HF est donc accordé par le circuit oscillant d'antenne se trouvant sur l'émetteur. Le circuit plaque de cette lampe se trouve accordé par l'un des éléments d'un CV à deux cages de 127 pF chacune. Le couplage avec la grille de commande de la seconde ARP12, utilisée en changeuse de fréquence, s'effectue par condensateur de 100 pF et résistance de fuite de 500 000 Ω.

Le système de changement de fréquence utilisant une simple pentode à la fois en modulatrice et en oscillatrice surprendra sans doute les jeunes amateurs qui n'ont par connu l'époque ou pentagrilles et triodes-hexodes n'étaient pas encore inventées, d'autant plus que la lampe est à chauffage direct. L'oscillateur est assez spécial : le couplage réactif s'opère entre la plaque de la pentode (sur laquelle est également prélevée la MF) et le filament tenant lieu de cathode. Deux bobinages (A et B), en série avec le filament, jouent un double rôle : d'abord, ils tiennent lieu de selfs d'arrêt, isolant le filament de la masse au point de vue HF pour en faire une cathode virtuelle, et ensuite, ils constituent un enroulement réactif par leur couplage avec la self C, accordée par la seconde cage du CV double.

Le primaire du premier transfo MF n'est pas accordé, du fait que l'enroulement accordé de l'oscillateur se trouve également dans le circuit plaque de la lampe. Le montage de l'étage MF, également équipé d'une ARP12, n'appelle pas grands commentaires. On notera simplement que cette lampe, ainsi que la lampe HF, est commandée par l'antifading et que le primaire du second transfo MF est légèrement amorti par une résistance de 500 000 Ω pour écarter le risque d'accrochages.

L'une des diodes de la AR8 sert à la détection et l'autre au redressement de la tension de CAV, de façon tout à fait classique. La partie triode de la AR8 sert d'amplificatrice BF de tension et, par le transfo « T1A », attaque les écouteurs branchés dans l'un des deux jacks J2A.

Le dispositif de BFO permettant la lecture des émissions en télégraphie non modulée, est particulièrement original. Un oscillateur Colpitts est monté entre la plaque de la triode et l'extrémité chaude du potentiomètre de contrôle de volume. Le couplage est ajusté de façon telle que lorsqu'on pousse à fond le curseur de ce potentiomètre relié à la grille, la triode entre en oscillation et les porteuses pures se traduisent par un sifflement.

Notons enfin la présence en série dans l'alimentation de 5 000 Ω que le contacteur S4C permet de court-circuiter. Cette résistance permet de réduire sensiblement la consommation de l'appareil lorsque l'émission reçue est assez puissante pour que son intelligibilité n'ait pas à souffrir de la réduction de sensibilité.

quelques précisions sur B-1355 - BC-454 et quelques conseils

L'appareil utilise normalement, tant à l'émission qu'à la réception, une antenne démontable — mais non télescopique — composée d'un jeu de tubes s'encastrant les uns dans les autres pour donner une tige d'une longueur totale de 3 mètres. Cette antenne se fixe sur le côté gauche du coffret de l'appareil.

Naturellement, il est toujours de beaucoup préférable, surtout lorsqu'on travaille à très faible puissance, comme c'est le cas, d'utiliser une antenne accordée quart d'onde ou mieux demi-onde, chaque fois que c'est possible.

Réglage de l'émetteur

Les prises d'alimentation étant en place, brancher l'antenne et le micro. Bloquer la pédale du micro en position enfoncée.

Le contacteur « batteries » se trouvant sur la position « on », mettre le commutateur « Meter Switch » sur la position « AE ». Régler le cadran « MO Tuning » sur la fréquence choisie, puis le CV du PA, « AE Tuning » pour obtenir le maximum de courant antenne sur l'appareil de mesures. Essayer diverses positions du contacteur « AE Switch », tout en retouchant le réglage du CV du PA jusqu'à ce que soit trouvé le réglage donnant la déviation la plus grande du milli.

En parlant à voix normale devant le micro, tenu près des lèvres, on constatera que l'appareil émet en voyant osciller l'aiguille de l'appareil de mesures.

Réglage du récepteur

Relacher la pédale du micro et rechercher la station désirée sur le cadran « Tuning » du récepteur, en poussant le contrôle de volume « LF Gain » jusqu'à la limite au-delà de laquelle le BFO entre en oscillation. Il faut pousser juste au-delà de cette limite si l'on veut recevoir une télégraphie non modulée.

Le correspondant une fois reçu, il est recommandé d'émettre sur la même fréquence que lui pour ne pas encombrer la bande inutilement. Pour ce faire, enfoncer le commutateur « Netting » et agir sur le CV du pilote de l'émetteur « MO Tuning » de façon à opérer un battement entre l'oscillation du pilote et le signal du correspondant, ce qui se traduit par un sifflement dans le casque. Le réglage du CV pour lequel ce sifflement est le plus grave correspond à celui de l'émetteur sur la fréquence du correspondant. Si ce dernier émet en télégraphie non modulée, il faut effectuer ce réglage sans mettre le BFO en service.

Signalons pour conclure qu'il existe d'autres émetteurs-récepteurs britanniques identiques au WS 18, à l'exception près qu'ils couvrent des gammes différentes. Tel est le cas du WS 68, dont il existe à notre connaissance deux modèles :

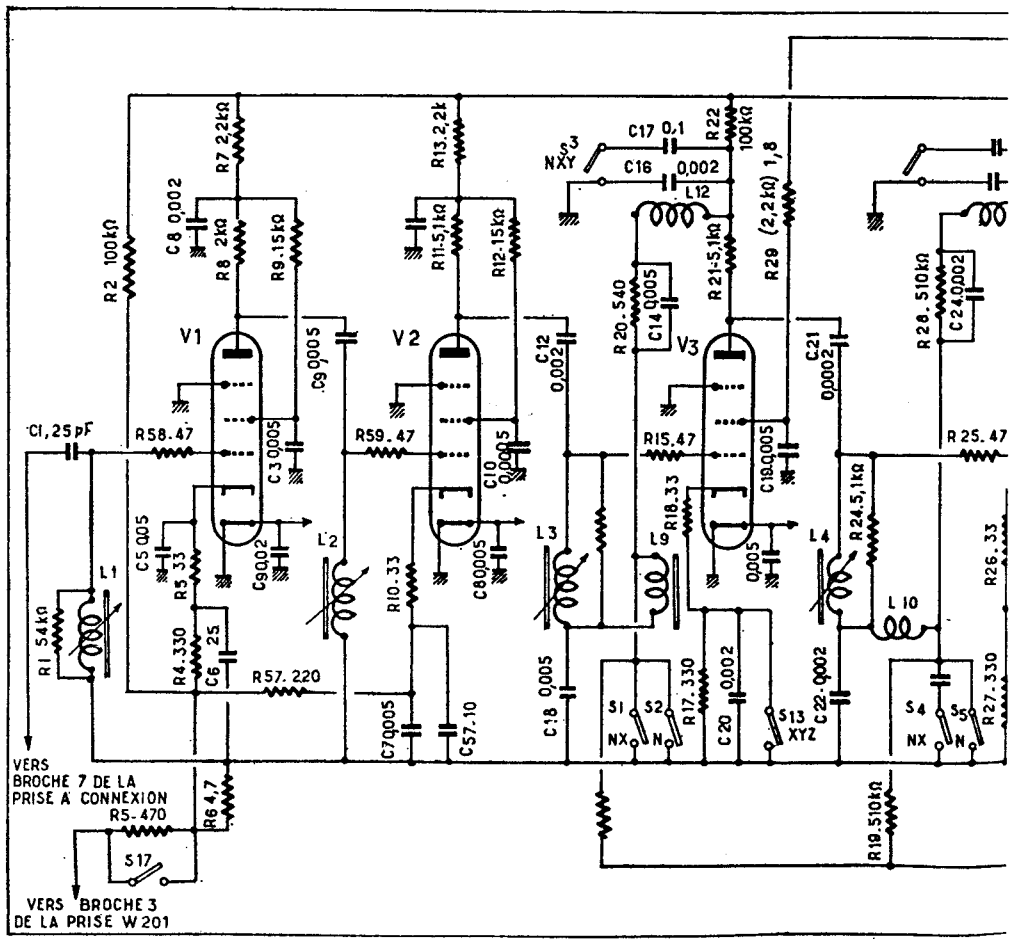
Le « WS 68 TR », qui couvre la gamme de 3 à 5,2 Mc et permet donc d'opérer dans la bande amateurs des 80 mètres.

Le « WS 68 P », qui fonctionne de 1,75 à 2,9 Mc, gamme qui ne comprend aucune bande autorisée, et est donc moins intéressant.

La sensibilité du WS 18 et celle de ces derniers appareils sont identiques : 2 µV à mi-gamme.

La plupart des appareils surplus ont été primitivement prévus pour une utilisation en poste mobile. Malheureusement, leur consommation est trop souvent exagérée pour l'accumulateur d'une voiture de tourisme. Les transistors apportent le moyen de les rendre à leur utilisation première en ramenant leur consommation dans des limites raisonnables. La première étape de la transformation ne pose pas de problème : elle consiste à remplacer la basse fréquence du récepteur et, s'il s'agit d'un émetteur à faible puissance, son modulateur, par un ampli BF à transistors. La détectrice du récepteur peut, très facilement, être remplacée par une quelconque diode au germanium. C'est ensuite que commence la difficulté. Le remplacement des lampes par des transistors, en moyenne fréquence exige une modification des bobinages des transfos MF, du fait des impédances totalement différentes des lampes et des transistors. De plus, du fait de l'amortissement apporté par les transistors, la sélectivité de l'appareil sera moins bonne qu'avec des lampes. On retrouve les mêmes difficultés, accrues du fait des fréquences de travail plus élevées, lorsqu'on aborde le changement de fréquence et l'amplification HF. Les transistors courants ne suffisent plus et il faut avoir recours à des modèles spéciaux assez chers. Il faut bien reconnaître que, dans la majorité des cas, la transistorisation complète d'un appareil surplus sera, tout au moins dans les conditions actuelles, une opération ardue et non rentable. Son seul mérite, et il n'est pas négligeable, sera de permettre à qui le réalisera, de se familiariser de façon incomparable avec le maniement des transistors. Elle ne mérite vraiment d'être tentée que sur les talkie-walkies, pour des considérations évidentes de consommation, de poids et d'encombrement.

Donc, pour nous résumer, lorsqu'on veut utiliser un appareil surplus en mobile, il y a un intérêt certain à avoir un ampli BF équipé de transistors, mais il est préférable de conserver des lampes en HF. La conversion, en ce qui concerne cette dernière partie, consistera à choisir les types de lampes les moins gourmands possible, pouvant remplacer ceux d'origine, et à leur fournir une haute tension. Du moment qu'on n'a pas à alimenter un étage de puissance BF, cette tension peut n'avoir de haute que le nom et son débit être extrêmement réduit. L'idéal serait évidemment de disposer d'une alimentation



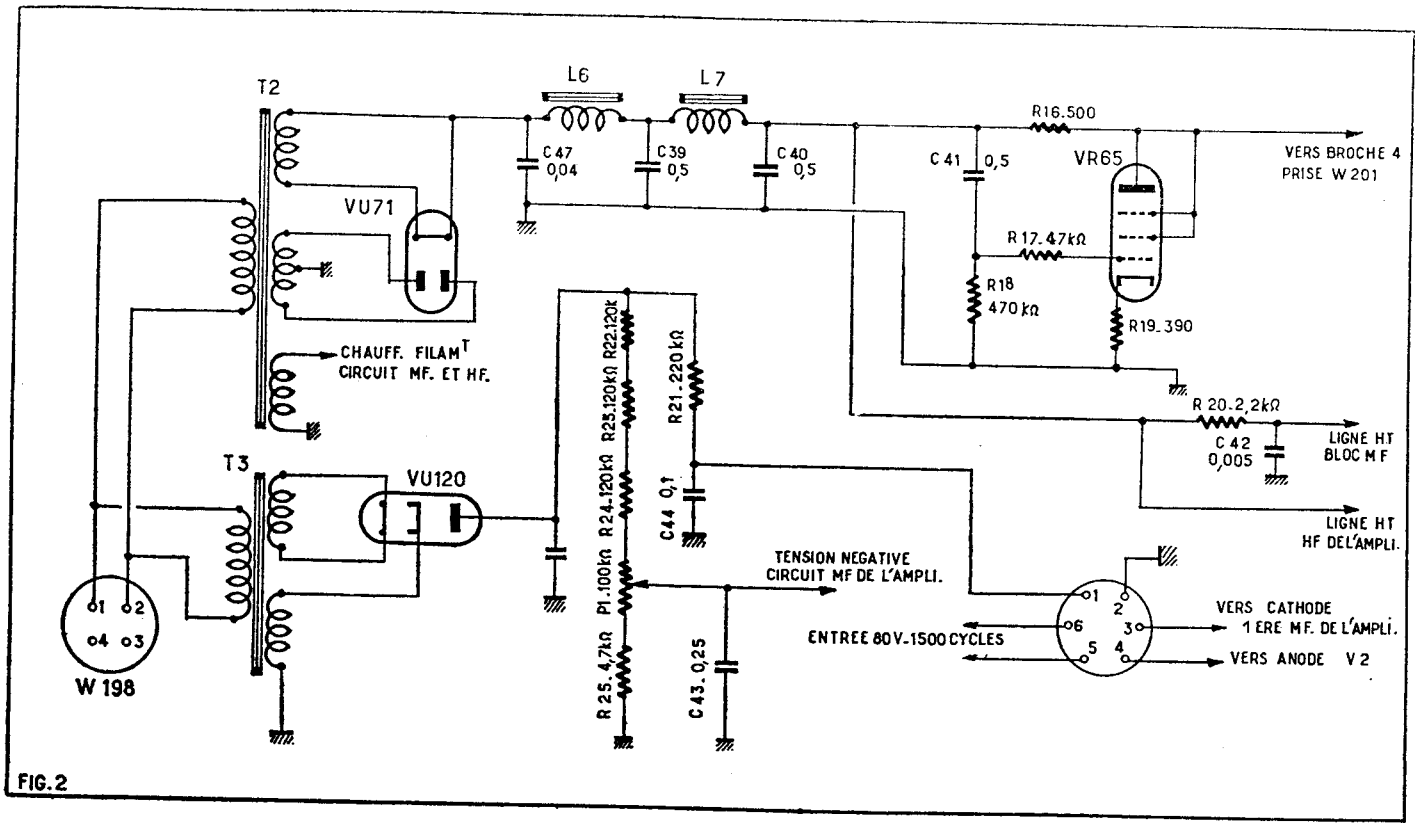

T2
L6
L7
R16.500
C47 0,04
C39 0,5
C40 0,5
C41 0,5
VR65
VERS BROCHE 4 PRISE W 201
VU71
R17.47kΩ
R18 470 kΩ
R19.390
CHAUFF. FILAMT CIRCUIT MF. ET HF.
R 20.2,2kΩ
C 42 0,005
LIGNE HT BLOC M F
T3
VU120
R21.220kΩ
R22.120k
R23.120kΩ
R24.120kΩ
C44 0,1
LIGNE HT HF DE L'AMPLI.
TENSION NEGATIVE CIRCUIT MF DE L'AMPLI.
P1.100kΩ
R 25.4,7kΩ
C43. 0,25
ENTREE 80 V-1500 CYCLES
VERS CATHODE 1 ERE MF. DE L'AMPLI.
VERS ANODE V 2
W 198

FIG.2

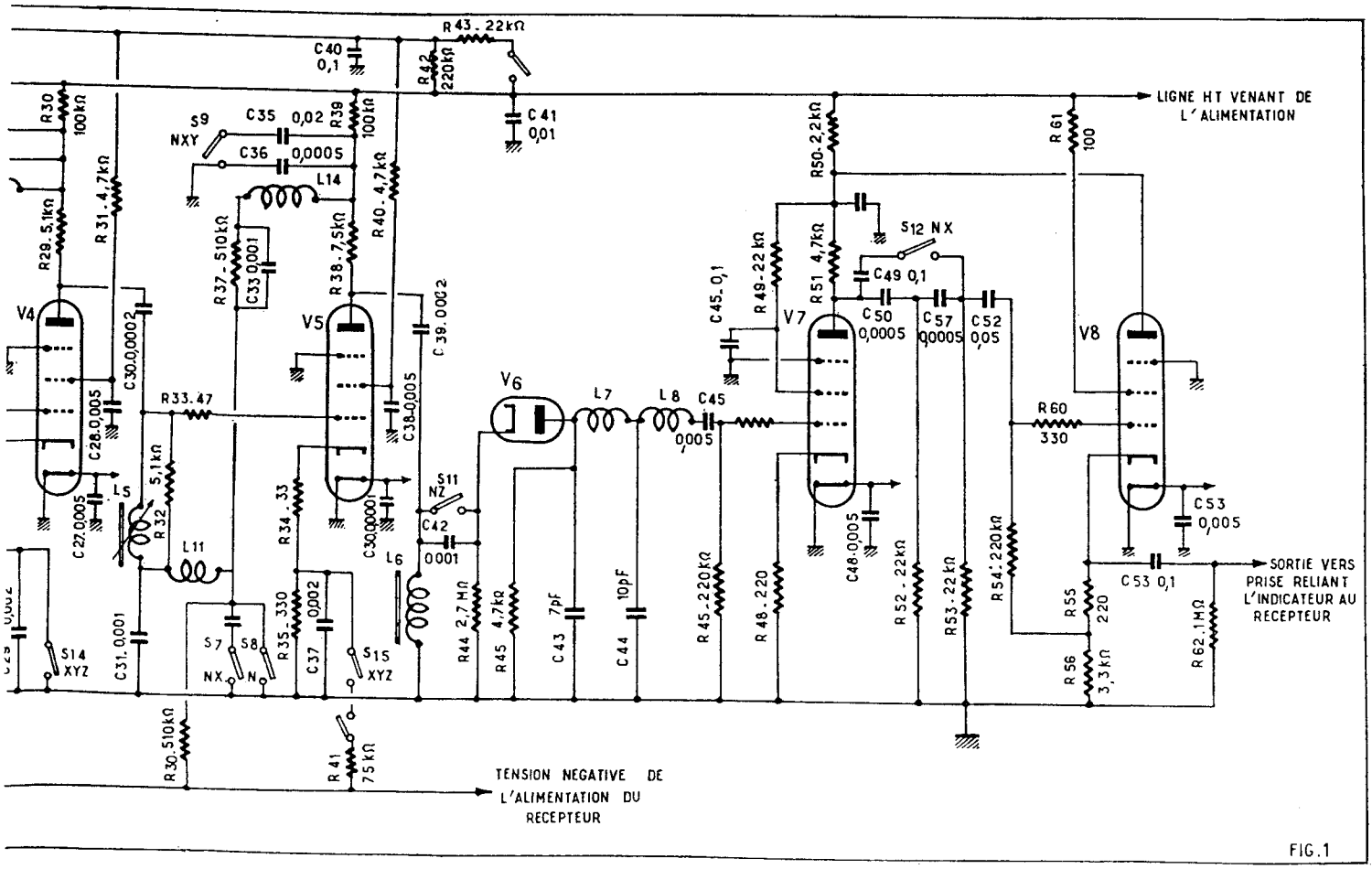

R43. 22kΩ
C40 0,1
R42 220kΩ
C41 0,01
LIGNE HT VENANT DE L'ALIMENTATION
S9 NXY
C35 0,02
C36 0,0005
R39 100kΩ
L14
R30 100kΩ
R31. 4,7kΩ
R29. 5,1kΩ
R37. 510kΩ
C33 0,001
R38. 7,5kΩ
R40. 4,7kΩ
V4
V5
V6
V7
V8
C30.0,0002
C28.0,005
C27.0,005
C39.0002
C38.0,005
R33.47
L5
R32. 5,1kΩ
L11
R34. 33
C30.0,0001
L6
L7
L8
C45
0,0005
S11 NZ
C42 0001
R44 2,7 MΩ
R45 4,7kΩ
C43 7pF
C44 10pF
R45. 220kΩ
R48. 220
R50. 22kΩ
R51 4,7kΩ
R49. 22 kΩ
C45. 0,1
S12 NX
C49 0,1
C50 0,0005
C57 0,0005
C52 0,05
C48. 0,005
R52 . 22kΩ
R53. 22 kΩ
R54. 220kΩ
R61 100
R60 330
C53 0,005
C53 0,1
SORTIE VERS PRISE RELIANT L'INDICATEUR AU RECEPTEUR
R55 220
R56 3,3kΩ
R62.1MΩ
S14 XYZ
C31. 0,001
S7
S8
NX
N
R35. 330
C37 0,002
S15 XYZ
R30. 510kΩ
R41 75 kΩ
TENSION NEGATIVE DE L'ALIMENTATION DU RECEPTEUR

FIG.1

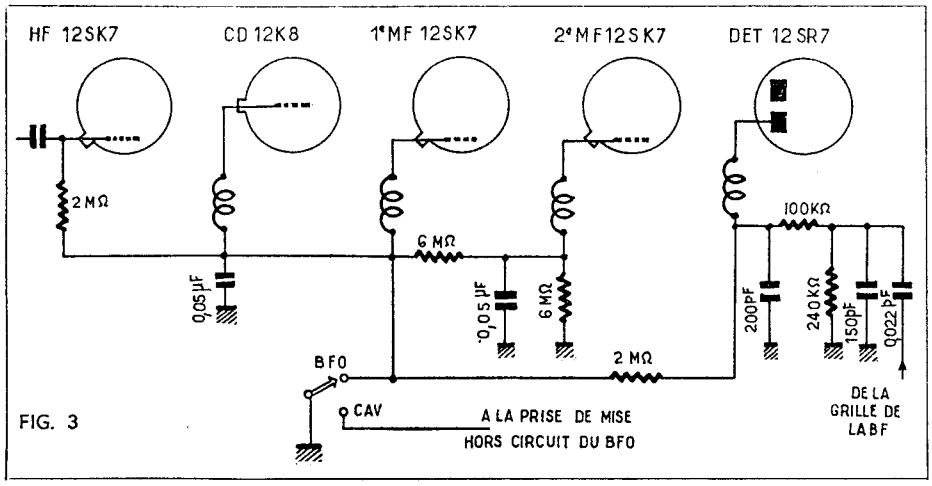


FIG. 3

« continu-continu » à oscillateur à transistor. En attendant que ce matériel arrive en France, on sera forcé d'avoir recours à la classique alimentation à vibreur ou, lorsque le débit est très réduit, à des piles.

Si l'on a la chance d'avoir une voiture équipée d'un accumulateur de 12 V, le procédé consistant à utiliser ces 12 V comme tension anodique en même temps que comme tension de chauffage est à essayer. Nous avons, en quelques minutes, transformé notre EC-1206 en un excellent récepteur d'auto de très faible consommation en alimentant les filaments de ses lampes en parallèle et en utilisant le 12 V, non seulement pour le chauffage, mais aussi comme haute tension (au lieu des 24 V pour lesquels le poste était conçu). A part cela, la seule transformation a consisté à enlever la détectrice 14R7, que nous avons remplacée par une diode au germanium, et la BF28D7. La seule connexion ajoutée relie la résistance de détection à l'entrée d'un petit ampli à transistors tout à fait courant.

L'ampli MF, détection, vidéo et l'alimentation du R-1355

Ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de l'écrire à propos des « RF Units », le récepteur R-1355, dans lequel venaient s'embrocher ces convertisseurs-tiroirs, a besoin d'être entièrement remanié pour constituer un récepteur de trafic. Son intérêt est cependant très réel étant donné qu'il offre pour un prix modique un excellent bâti et quantité d'excellent matériel à récupérer.

Ayant eu la bonne fortune d'en découvrir le schéma, nous le publions ci-joint, pensant qu'il pourra fournir de précieux renseignements en vue de la conversion de l'appareil.

La figure 1 présente la partie MF, détection et ampli vidéo, qui occupe tout le côté droit de l'appareil (lorsqu'on regarde son panneau avant). Nous voyons qu'il comporte notamment cinq étages d'amplification MF à large bande passante, accordés sur 8 MHz. Cet amplificateur, qui ne convient absolument pas pour un récepteur de trafic, pourrait cependant être utilisé sans trop de modifications par celui qui entendrait convertir l'appareil en récepteur à modulation de fréquence, en utilisant le tiroir RF-27 comme partie HF. Il conviendrait dans ce cas de monter la dernière ou les deux dernières MF en limiteuses et de les faire suivre d'un discriminateur et d'un ampli BF classique.

La figure 2 représente la partie alimentation sous 80 V × 1 500 cycles se trouvant derrière l'emplacement du tiroir. Les transfos HT et THT sont évidemment inutilisables sur un secteur à 50 périodes, mais les selfs peuvent être conservées.

Modification de la moyenne fréquence du BC-454

Plus haut, nous avons indiqué en détail la marche à suivre pour remédier au déplorable manque de sélectivité du BC-455, en remplaçant ses moyennes fréquences de 2 830 kHz par des 455 kHz. Une procédure identique est applicable, de façon tout aussi satisfaisante, au BC-454, dont les MF 1 415 kHz, bien qu'a bande passante moins large, laissent encore assez à désirer question sélectivité. La seule différence avec la conversion du BC-455 est que dans ce cas il faut ajouter deux spires à l'enroulement accordé de l'oscillateur local et mettre un condensateur de 1 000 pF en parallèle sur le padding existant.

Nous attirons cependant l'attention des amateurs de VHF désirant utiliser un convertisseur dont l'oscillateur local n'est pas stabilisé par quartz sur le fait que ces appareils ainsi convertis ont un accord assez pointu rendant très sensible la dérive de l'oscillateur VHF et obligeant à de fréquentes retouches de l'accord. Dans un tel cas, il est préférable de se servir de ces appareils sans leur apporter de modification.

Adjonction d'un circuit antifading aux Command Receivers

Plusieurs lecteurs nous ayant écrit pour nous demander comment ils pourraient ajouter un circuit CAV à ces appareils, notamment au BC-453, nous donnons (fig. 3) le schéma d'une telle transformation qui, d'après son auteur, l'amateur américain K6HJH, joint à sa grande simplicité l'avantage de ne pas compromettre le fonctionnement de l'appareil. On notera que l'interrupteur du BFO, qui est autrement un simple court-circuit, devient dans ce cas un commutateur bipolaire dont le contact mobile est à la masse. Ce contacteur court-circuite automatiquement la ligne CAV à la masse lorsqu'on met le BFO en service.

On remarquera d'autre part que la tension de CAV est appliquée à la HF, à la CDF et à la première MF, alors que le point constitué par deux résistances de 6 MΩ n'en applique qu'une fraction à la seconde MF.

APPEL GÉNÉRAL de F9 FA

CERTAINS TUBES DEVIENNENT TRES RARES

Approvisionnez-vous avant leur disparition.
Contrôle individuel - Garantie totale

A 409	1,00	5 U 4	6,00
AF 2	5,00	5 W 4	8,50
AR 8	3,00	5 X 35	10,00
ARP 3	5,00	6 A 8	5,00
ARP 4	3,00	6 AG 5	6,00
ARP 12	5,00	6 AJ 5	3,50
ARTP 1	5,00	6 AK 5 wA	12,00
ATP 4	4,00	6 AL 5 W (5726)	7,00
ATP 7	4,00	6 AV 5 GA	11,00
AW3 (rég. à gaz)	8,00	6 C 4 WA	10,00
B 406	2,00	6 C 8	7,50
B 442	2,00	6 CQ 6H (SFR)	6,00
C 5 F 14	50,00	6 D 6	3,00
CV 1053/VR53	5,00	6 F 6 G	6,00
CV 1055 (VR55)	5,00	6 F 7	11,00
CV 1056 (VR56)	5,00	6H6 Métal US.	3,00
CV 1065 (VR65)	3,00	6J5 Métal US.	3,00
E 80 L (Hollande)	16,00	6 K 7 G	2,00
E 92 CC	3,00	6 K 7 MG	3,00
E 130	3,00	6 K 8 G	5,00
E 406 N	3,00	6L7 Métal	7,50
E 424 N	3,00	6N7 Métal	8,00
E 433 H	11,00	6 Q 7 G	5,00
EA 50	3,00	6 SA 7	7,00
EBL 1	13,00	6 SF 7	10,00
EF 5	6,00	6 SH 7	3,00
EF 50	6,00	6 SL 7	4,00
E H 2	5,00	6 SN 7 GTY	10,00
EL1 C (USA)	15,00	6 SS 7	8,00
EL3 C (4B 24)	40,00	6 U 7 G	2,00
EL 32 (VT52)	3,00	6 V 6 Y	10,00
F410	12,00	6 X 5 GT	5,00
F704	12,00	10 Y	9,00
KC 3	6,00	12 A 6	5,00
KCH 1	15,00	12 AU 7 WA-H	12,00
KDD 1	8,00	12 C 8	3,50
KK 2	13,00	12 H 6	3,00
L D2	11,00	12 J 5	2,00
MS PEN	7,00	12 SG 7	3,00
PE 1/75	15,00	12 SG 7 Y	6,00
PH 60	2,00	12 SH 7	3,00
PM 07 (6AM6H)	8,00	13 D 1	10,00
PTT 202P/R145	30,00	15	3,00
R 204	6,00	25 L 6	5,00
REG 110	6,00	25 SN 7	10,00
REN 1	7,00	25 Z 6	6,50
REN 1 EW	11,00	35	3,00
RES 094	3,00	36	3,00
RL 2 P 3	2,00	37	3,00
RL 2,4 P 2	8,00	39/44	3,00
RL 2,4 T 1	5,00	41	6,00
RL 12T15/E135	15,00	56	3,00
RL12 P 35	12,00	57	3,00
RV 12 P 2000	5,00	58	5,00
RV 12 P 4000	6,00	65 (HY65)	8,00
SGR1 (Kuthe)	100,00	80	8,00
TM 3G 100	15,00	85	11,00
V30SFR/F5004	95,00	89	12,00
VCR 97	39,00	211	10,00
VR 37	6,00	233 Amperex	1.000,00
VR 136	8,00	250 TL	200,00
VR 137	6,00	279 A	1.000,00
VS 110	5,00	307 A (RK75)	3,00
VT127A/100TS	30,00	315 A	100,00
VT 501	10,00	323 A	20,00
1 A 7	6,00	440	6,00
1 B 3 GT	10,00	807 (USA)	10,00
1 B 35 A (TH)	35,00	813 Philips	80,00
1 C 5	9,00	826	15,00
1 G 4	10,00	829 B	60,00
1 G 6	7,00	843	11,00
1 H 5	3,00	869 B	450,00
1 L 4	3,00	878 A	18,00
1 N 5	2,00	955 (USA)	9,00
1 S 5	2,00	1291	3,00
1 T 4	2,00	1619	6,00
2 A 3	8,00	1625	10,00
2 A 5	8,00	1626	5,00
2 A 6	5,00	4654	20,00
2 B 7	6,00	5783	20,00
2 BP 1 (Catho)	60,00	5787	25,00
2 D21-5727	5,00	5829 WA	18,00
2 X 2 (879)	9,00	5992	60,00
3 A 4	3,00	6050	24,00
3 B 24	25,00	6072	15,00
3 Q 5	2,00	6130/KU-42	50,00
3 S 4	3,00	6147	20,00
4 65-A	150,00	189049 Tungar	30,00
		289414 Tungar	30,00

Support p. RL 12 P 35 Stéatite 10,00
Très très rare : bigrille genre A441 8,00
Pour quantité ou lots nous consulter, de même que pour les types ne figurant pas sur cette liste : 100.000 tubes en stock.

Redresseur « Selenium » pour chargeurs et alimentations. Cellule composée de 4 éléments en parallèle, pouvant délivrer 15 Amp. 6/12 V, redressement 1 alternance.
La cellule 12,00
Les 4 cellules p. pont monophasé 44,00

GRAND CHOIX DE MATERIEL NEUF ET DE SURPLUS EN STOCK PERMANENT

F 9 F A (A. HERENSTEIN)
91 et 92, quai de Pierre-Scize - LYON (5e)
Téléphone 28-65-43 C.C.P. LYON 94-62
Expéditions rapides contre remboursement (ou paiement à la commande) - Port en sus

avec les quartz des surplus la précision est à la portée de l'amateur

Cette étude étant avant tout pratique, il n'est pas dans nos intentions de vous faire la théorie détaillée de l'oscillation du cristal. Disons simplement qu'il se présente comme une petite lame de quartz de forme carrée ou rectangulaire, maintenue entre deux plaques métalliques bien planes et parallèles entre elles, les électrodes. Si une différence de potentiel alternative est appliquée à ces deux étlectrodes, la lame de quartz se contracte ou se dilate imperceptiblement : le quartz oscille. Il peut donc être assimilé à un circuit oscillant à self et condensateur en parallèle ; mais, et c'est ce qui en fait toute la valeur, *le quartz ne peut osciller que sur une fréquence déterminée uniquement par la façon dont il a été taillé.* Un oscillateur à quartz est donc totalement exempt de cette plaie des auto-oscillateurs qu'est le glissement de fréquence en fonction des variations de tensions d'alimentation et de la déformation des électrodes de la lampe par l'échauffement. Cette remarquable propriété a été depuis longtemps utilisée pour le pilotage des émetteurs devant conserver leur fréquence propre avec une stabilité égale à celle du roc de Gibraltar. Beaucoup d'amateurs, au courant de cette chose, en sont restés à cette notion. Les quartz « surplus » ont des fréquences d'oscillation qui tombent dans les bandes jadis réservées à l'émission d'amateurs. Nous disons bien « jadis réservées », car, de plus en plus, ces modestes bandes sont envahies par des stations commerciales ou officielles qui, par leurs brouillages, finissent par en chasser les malheureux amateurs. Il y a donc fort à parier que le candidat à l'émission d'amateur, qui achète un quartz vendu à un prix relativement fort parce que sa fréquence d'oscillation se trouve dans la bande, sera déçu : son émission coïncidera comme par hasard avec celle d'une station commerciale ou autre à forte puissance qui la noiera sans rémission. Cela est si vrai que la grande majorité des amateurs-émetteurs ont abandonné le pilotage par quartz, pour en revenir à l'auto-oscillateur selon des circuits perfectionnés donnant une stabilité acceptable et baptisé VFO (variable frequency oscillator). Le quartz conserve pourtant ses adeptes pour le pilotage sur les bandes amateurs d'ondes très courtes. *Car, comme tout oscillateur, l'oscillateur à quartz délivre, en plus de sa fréquence fondamentale, des fréquences harmoniques.*

Cette propriété a été partiellement mise à profit dès le début, en particulier par les amateurs-émetteurs. Les bandes allouées à ces derniers sont en effet en relations harmoniques : bande des 3 500 kHz (dite des 80 m), bande des 7 000 kHz (dite des 40 m) bande des 14 000 kHz (dite des 20 m) et bande des 28 000 kHz (dite des 10 m). On voit immédiatement que l'harmonique 2 d'un quartz dans la bande 80 m donne la bande 40 m, l'harmonique 4, la bande 20 m et l'harmonique 8, la bande 10 m. De ce fait, jusqu'à la guerre, l'émetteur toutes bandes de l'amateur-émetteur se composait d'une façon générale d'un oscillateur à quartz 3 500 kHz, suivi d'un étage doubleur de fréquence (accordé sur l'harmonique 2 et l'amplifiant) sur 7 000 kHz, suivi d'un doubleur de fréquence donnant du 14 000 kHz, lui-même suivi d'un autre doubleur donnant du 28 000 kHz.

La chose était si courante et si simple que l'idée se répandit qu'à partir d'un quartz de fréquence donnée, il n'était possible d'obtenir que des harmoniques suivant une progression géométrique de deux. Des montages quadrupleurs de fréquence avaient bien fait leur apparition, mais *il était généralement considéré comme exclu d'obtenir des harmoniques impaires.* La qualité des quartz de l'époque était, il faut le reconnaître, pour quelque chose dans cette opinion. La guerre, en réclamant un matériel de transmissions considérable d'une stabilité à toute épreuve, entraîna une production extraordinairement accrue et une amélioration très sensible de la qualité des quartz qui devaient ensuite être écoulés comme surplus. En même temps, les fabricants faisaient en laboratoire d'intéressantes découvertes. Depuis longtemps, l'un des problèmes se posant à eux était d'obtenir des quartz oscillant sur des fréquences aussi élevées que possible, du fait de l'utilisation plus considérable de longueurs d'ondes de plus en plus courtes. Or, la fréquence d'oscillation fondamentale d'un quartz est avant tout fonction de son épaisseur : plus la lame est mince, plus élevée est cette fréquence. L'amélioration des techniques industrielles a permis de réduire à son maximum cette épaisseur et de sortir des quartz ayant une oscillation fondamentale dans la bande 20 m, par exemple ; mais on approche là du « mur du quartz », et ces cristaux ont le défaut d'être coûteux et très fragiles. C'est pour cette dernière raison qu'ils n'ont pratiquement pas été utilisés par les armées belligérantes durant la dernière guerre. Aussi, la fréquence limite des quartz surplus américains ne dépasse-t-elle pas 9000 kHz. Celle des quartz allemands est un peu plus élevée, de l'ordre de 12 500 kHz.

Au cours de travaux de laboratoire, les fabricants constatèrent que certains cristaux, taillés pour une fréquence donnée, avaient tendance à osciller sur leurs harmoniques impaires, généralement l'harmonique 3. Cette tendance fut favorisée par la fabrication et par la mise au point de montages oscillateurs spéciaux. Les quartz oscillant sur harmoniques impaires, dits « overtone », étaient nés. La fréquence marquée par le fabricant sur les boîtiers de ces quartz, sensiblement plus élevée que celles habituelles, n'est pas la fréquence fondamentale d'oscillation : c'est celle d'une harmonique sur laquelle le quartz est particulièrement apte à osciller. Par exemple, un quartz overtone marqué 24 MHz n'est fort probablement qu'un quartz 8 MHz, oscillant facilement sur son harmonique 3.

Notons que les quartz overtone n'ont fait leur apparition que depuis la guerre et qu'il n'en existe pas, de ce fait, aux surplus. Donc, amateurs, attention ! On trouve, en effet, aux surplus, des quartz américains FT-241-A, dont il existe deux séries. Les valeurs marquées sur les boîtiers des quartz de la première s'échelonnent de 20 à 27,9 Mc (20,0, 20,1, 20,2, etc.) ; celles de la seconde, de 28 à 38,9 Mc (28,0, 28,1, 28,2 etc.). En dépit des apparences, il ne s'agit nullement de cristaux overtone : ce sont de simples quartz moyenne fréquence, dont la fréquence réelle de résonance est donnée, pour ceux de la première série, en divisant par 54 la fréquence marquée sur leur boîtier, et pour ceux de la seconde, en la divisant par 72. L'écart de fréquence entre deux numéros successifs est de 1,85 Kc pour la première série et de 1,38 Kc pour la seconde. Prenons des exemples : un quartz marqué 24,3 Mc a une fréquence fondamentale de

$$\frac{24\,300}{54} = 450 \text{ Kc.}$$

Un autre, marqué 24,4, oscille sur 451,852 Kc.

Autre exemple : un quartz marqué 34,2 oscille sur $\frac{34\,200}{72} = 475$ Kc.

Un 34,1 fait 473,611 Kc.

Les cristaux FT-241-A ont mis à la portée de l'amateur la réalisation de filtres moyenne fréquence à cristal et offrent, en outre, d'excellents étalons. Nous aurons amplement l'occasion d'en reparler. Précisons pour le moment que leurs fréquences s'échelonnent de 370 à 538 Kc.

Mais revenons à nos quartz overtone, provisoirement abandonnés pour cette instructive digression. Les constatations des fabricants de quartz sur les possibilités d'oscillation de cristaux sur leurs harmoniques impaires n'échappèrent pas aux amateurs-émetteurs américains, pour la bonne raison que certains d'entre eux sont en même temps des techniciens travaillant dans les maisons en question. Avec la fin de la guerre, des quantités considérables de quartz surplus étaient offertes à vil prix sur le marché américain. Il était tentant d'essayer si certains, dont les harmoniques paires tombaient en dehors des bandes amateurs, ne pourraient cependant pas servir quand même pour le pilotage à l'émission en suscitant leurs qualités overtone par des montages appropriés. Les essais des amateurs-émetteurs en ce sens ont dépassé toutes les espérances. Tous les cristaux de guerre, ayant une bonne activité sur leur fréquence fondamentale, sont

capables d'osciller, avec le montage approprié, sur les harmoniques 3 et souvent 5 ou même 7 de cette fréquence. Nous disons à dessein « osciller sur harmonique », et non produire une harmonique. Car, et c'est là le merveilleux du système overtone, *le quartz oscille véritablement sur l'harmonique impaire choisie et ne délivre aucune oscillation sur sa fondamentale et sur les harmoniques paires de celle-ci.* Il se comporte comme s'il avait été taillé pour sa fréquence d'utilisation.

Particulièrement intéressants, du fait de leur facilité d'entrée en oscillation, sont les cristaux de la série FT-243, dont les fréquences sont comprises entre 3 000 et 9 000 Kc et qui sont ceux que l'on trouve le plus couramment sur le marché français des surplus. Ils équipaient, entre autres choses, les boîtiers d'accord en carton des émetteurs-récepteurs BC-746 qui encombrent les magasins des revendeurs spécialisés.

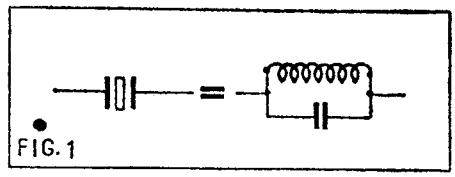
Quartz FT-241-A et FT-243 ont leurs sorties par broches du même calibre que celles des culots de lampes octal. Leur espacement de 12 mm, ainsi que le calibre des broches correspondent aux supports de quartz que l'on trouve dans le commerce en France. Si on ne regarde pas à l'encombrement, un support de lampe octal peut tout aussi bien faire l'affaire : il suffit d'enfoncer les broches du cristal, par exemple, dans les douilles 1 et 3, 2 et 4, 3 et 5, 4 et 6, 5 et 7, 6 et 8, ou 7 et 1, en laissant toujours une douille inutilisée entre les deux broches. Deux quartz peuvent même être placés côte à côte sur un support octal.

Il existe une troisième série de quartz surplus américains, la FT-171-B, dont les fréquences s'échelonnent de 2 000 à 4 000 Kc et qui sont caractérisés par un encombrement beaucoup plus grand de leurs boîtiers (44 × 38 × 20 mm) et par leurs sorties sur fiches bananes de mêmes calibre et espacement qu'une prise de courant secteur. Le sommet du boîtier se termine en forme de poignée au-dessus de laquelle se trouve une indication de fréquence en kilocycles. *Il ne faut pas en tenir compte. La fréquence d'oscillation du cristal se trouve gravée sur l'une des grandes faces du boîtier.*

Parmi les quartz allemands, signalons une série de cristaux dans des petits boîtiers en forme de pastilles à peu près circulaires, noirs, de 20 mm de diamètre et de 10 mm d'épaisseur, dont les sorties s'effectuent diamétralement opposées sur la tranche par des cosses à souder. Ces petits cailloux oscillent avec une facilité remarquable et leurs fréquences fondamentales descendent au-delà de 12 Mc. Un vieux culot octal dont on cisaille toutes les broches à l'exception de deux à l'espacement voulu et dont on fait sauter le tube à ergot central, quatre soudures et ces petits cristaux sont aussi pratiques que les FT-243.

Montages oscillateurs à quartz

Le quartz, avons-nous dit, est équivalent à un circuit oscillant formé d'une self et d'un condensateur en parallèle. Pour que cette représentation soit plus exacte, il convient d'y ajouter un condensateur en série, car le quartz ne laisse pas passer le courant continu (fig. 1). Il en résulte que dans tous les montages oscillateurs, où l'entretien des oscillations s'effectue par couplage électronique (on imaginerait mal un couplage électromagnétique entre un enroulement de réaction et un cristal), on peut remplacer le circuit accordé par un cristal et obtenir immédiatement un oscillateur à quartz.


FIG. 1

Le montage de base dérive directement du vieux montage auto-oscillateur d'Armstrong ou TPTG, depuis longtemps abandonné pour son instabilité (fig. 2A). Une triode a dans son circuit-grille et dans son circuit-plaque deux circuits accordés sur la même fréquence. Du fait du couplage grille-plaque, existant à l'intérieur de la lampe, l'oscillation se produit aussitôt. Et elle est tenace. Il n'y a qu'à se souvenir du mal qu'on éprouvait jadis à la juguler par neutrodynage, lorsqu'on employait encore des triodes en moyenne fréquence, des superhétérodynes. La figure 2B nous montre le même circuit où le circuit accordé de grille a été remplacé par un cristal Ce dernier entre en oscillation sitôt que le circuit plaque est accordé sur sa fréquence de résonance. Avec des triodes modernes à grande pente, on arrive même à faire osciller le quartz lorsque le circuit-plaque est accordé sur harmoniques.

Un autre montage de base est l'ultraudion, qui tient à la fois du hartley et du colpitts (fig. 2C). Les capacités grille-cathode et plaque-cathode du tube jouent le rôle de diviseur de tension capacitif. La figure 2D montre le même circuit, où le circuit accordé a été remplacé parle cristal : c'est le montage Pierce, comble de la simplicité, puisqu'il ne requiert aucun circuit accordé. Noter qu'un petit condensateur, d'une valeur ne dépassant jamais 100 pF, doit parfois être inséré entre la grille et la masse pour assurer le démarrage du cristal.

Si l'on désire utiliser une harmonique de l'oscillation, on peut intercaler entre la plaque et le circuit d'utilisation un circuit oscillant sur la fréquence désirée (généralement l'harmonique 2 ou l'harmonique 4), comme l'indique la figure 2E. Plus intéressant, cependant, lorsqu'on veut recueillir des harmoniques paires du cristal, est l'emploi d'une pentode avec le montage de la figure 2F. L'écran de la lampe est utilisé comme la plaque de la triode du circuit précédent, toujours avec le montage Pierce, et l'harmonique voulue est recueillie sur la plaque grâce au circuit accordé sur sa fréquence.

Revenons maintenant au circuit de la figure 2B, dérivé de l'auto-oscillateur Armstrong et, au lieu d'une triode, employons une pentode. L'écran, en réduisant le couplage grille-plaque, va empêcher l'entrée en oscillation. Il sera possible de remédier à cela en reliant la grille à la plaque par une très petite capacité. Un autre moyen consiste à intercaler entre la cathode et la masse une self d'arrêt qui crée un couplage supplémentaire entre le circuit-plaque et le circuit-grille de la lampe (fig. 2G). C'est le montage Jones. On augmente la puissance d'oscillation et, partant, des harmoniques recueillies, en créant une très faible capacité entre la plaque et la cathode, par exemple avec deux fils torsadés. La capacité en parallèle sur la self d'arrêt de cathode a pour objet d'ajuster la réaction à la valeur désirée. Si elle a une capacité importante, la cathode se trouve parfaitement découplée à la masse et c'est comme s'il n'y avait pas de self d'arrêt. Pratiquement, la capacité assurant un degré de réaction convenable n'est jamais supérieure à 350 pF.

Lorsque la capacité est trop faible l'accrochage se produit, quel que soit l'accord du circuit oscillant de plaque. Avec une capacité convenable, on peut, en réglant le circuit-plaque de façon appropriée, recueillir sur la plaque l'harmonique 2 ou 4.

La figure 2H représente le classique auto-oscillateur ECO, que tous les amateurs connaissent bien. Le circuit oscillateur à cristal est connu sous le nom de Tri-tet (fig. 2-I). Noter que le circuit oscillant, disposé entre la cathode et la masse, doit toujours être accordé sur une fréquence sensiblement plus élevée que celle de résonance du cristal. Par exemple, si l'on emploie un cristal de 3 500 Kc, le circuit de cathode doit être accordé approximativement sur 5 000 Kc. Cet accord n'a d'ailleurs rien de critique ; cependant, il faut soigneusement éviter qu'il s'approche par trop de la fréquence fondamentale du cristal, car le courant traversant ce dernier devient alors excessif et l'on risque le claquage irrémédiable du quartz. Le circuit oscillant de plaque est accordée sur l'harmonique que l'on désire utiliser.

Nos lecteurs connaissent certainement le classique circuit Colpitts (fig. 2J). Il en existe cependant une variante beaucoup moins connue, dans laquelle la cathode devient électrode active à la place de la plaque qui se trouve mise à la masse du point de vue de la haute fréquence (fig. 2K). La self d'arrêt qui se trouvait dans le circuit-plaque est maintenant insérée entre la cathode et la masse, un condensateur de découplage mettant la plaque au même potentiel HF que la masse.

Sous cette forme, le circuit Colpitts se prête à la réalisation d'un oscillateur à cristal (fig. 2L). L'emploi d'une pentode, dont l'écran joue le rôle de la plaque d'une triode, permet de doubler ou de quadrupler la fréquence, grâce à un circuit oscillant approprié dans la plaque. La self d'arrêt de cathode n'a pas une valeur critique. Les valeurs des condensateurs C_1 et C_2 dépendent de la lampe employée, mais leurs valeurs sont généralement de l'ordre de 10 pF pour C_1 et de 200 pF pour C_2.

Loin de nous la prétention de vous avoir ainsi exposé tous les circuits oscillateurs à cristal possibles. Remarquons que, sur tous les schémas que nous vous présentons, nous avons figuré un « X » à côté duquel se trouve la lettre M. C'est en ce point que doit être inséré un milliampèremètre (de 0 à 1 mA, ou mieux de 0 à 0,5 mA) si l'on veut constater de *visu* l'oscillation du cristal. En effet, l'entrée en oscillation d'une lampe se traduit par l'apparition d'un courant-grille.

Tous les circuits que nous venons de voir sont intéressants et méritent d'être essayés. Il n'est pas rare, en effet, de voir des cristaux rétifs n'accepter de démarrer qu'avec un montage particulier. Dans la majorité des cas, cependant, le *Pierce* donne entière satisfaction (fig. 2D), tout en ayant l'énorme avantage de ne nécessiter aucun circuit accordé. Une quelconque triode ou pentode montée en triode fait l'affaire. La valeur de la résistance de plaque, qui joue le rôle d'une self d'arrêt, n'est pas critique. Une centaine de milliers d'ohms convient généralement. L'adjonction d'une petite capacité, ne dépassant pas 200 pF entre la plaque et la masse, favorise parfois l'oscillation. Quant au petit condensateur figuré en pointillé en parallèle sur la résistance de fuite de grille, il s'agit d'un ajustable de 50 pF. *Le point important, pour tous les circuits oscillateurs à cristal, est la valeur de la résistance de grille.* Elle peut varier de 5 000 Ω à 5 MΩ. En général, une valeur de 50 000 Ω donne des résultats corrects

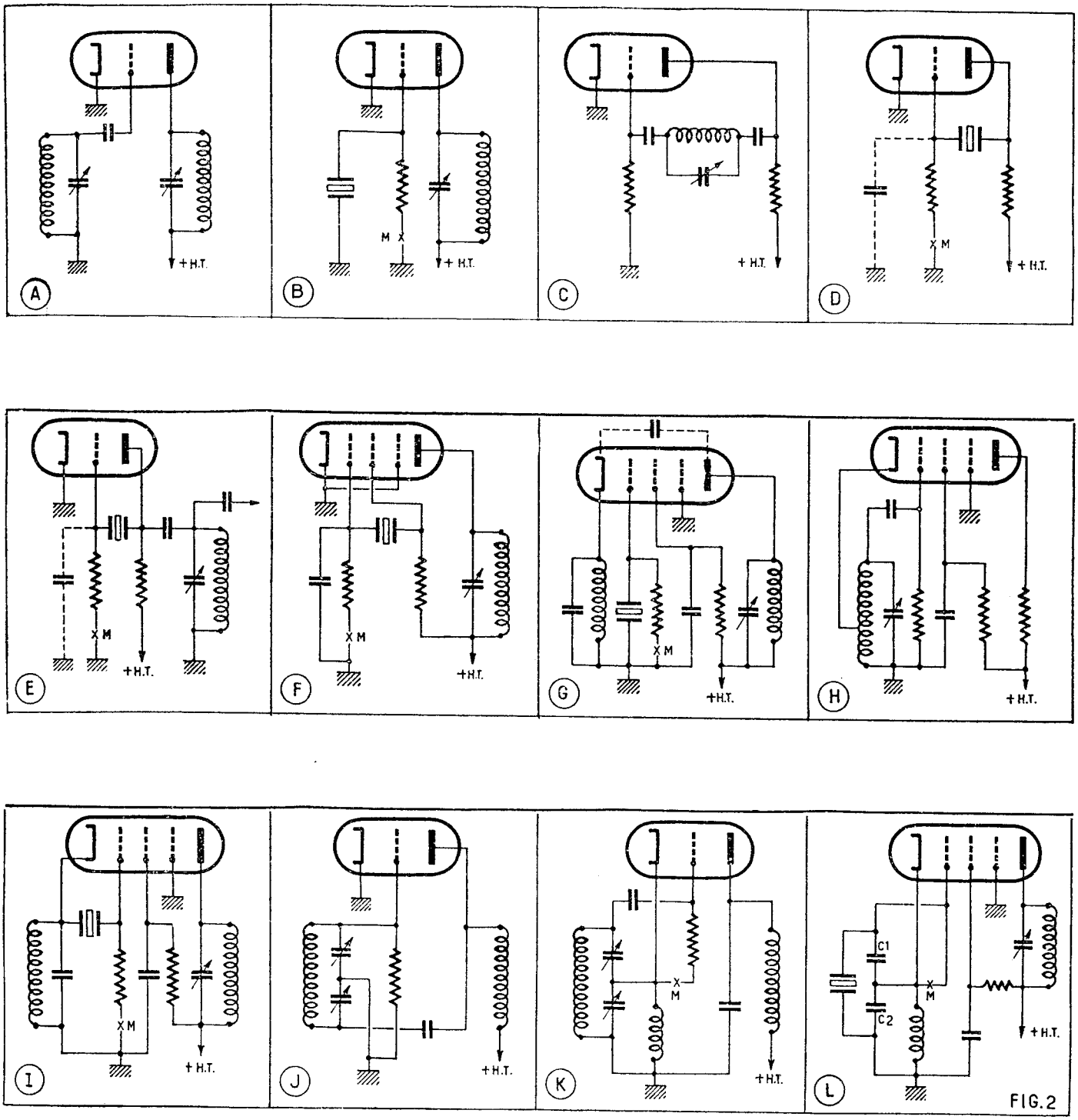


FIG.2

avec des quartz de fréquence supérieure à 1 000 Kc, approximativement. Par contre, un quartz de fréquence assez basse, par exemple l'un de ceux de la série FT-241A, se refuse souvent à osciller si l'on ne porte pas la valeur de cette résistance à 500 000 Ω ou plus. Cela est d'autant plus intéressant à savoir que les cristaux de fréquence relativement basse permettant d'utiliser notre oscillateur en hétérodyne étalon pour l'alignement des récepteurs. L'idéal est d'avoir des cristaux aux diverses valeurs usuelles de moyenne fréquence (on les trouve dans la série FT-241A), un quartz 100 Kc et un de 1 000 Kc. Un cristal 100 Kc est, il faut l'avouer, fort difficile à trouver. D'excellents cristaux allemands de 1 000 Kc sont, par contre, vendus à Paris. En faisant osciller un tel cristal à côté d'un récepteur, on peut étalonner le cadran de ce dernier tous les 1 000 Kc, grâce aux harmoniques. S'il s'agit d'un *command set*, par exemple, on pourra ainsi vérifier la précision de l'alignement. Le BFO mis en marche donnera un sifflement sur 3Mc, 4 Mc, 5 Mc et 6 Mc pour le EC-454, par exemple (le réglage exact correspond au point où le sifflement disparaît, pour reprendre aussitôt après si l'on continue à tourner le bouton d'accord).

Une recommandation avant de terminer : il est inutile et parfois dangereux pour la vie de votre cristal d'employer, en faisant vos essais d'oscillateurs, une haute tension de plus de 150 V, 100 V suffisent d'ailleurs amplement.

perfectionnons le convertisseur à quartz

Lorsqu'un cristal oscille, il délivre en même temps que sa fréquence fondamentale toute une série d'harmoniques. D'une façon générale, l'intensité de ces dernières diminue en proportion de leur écart avec la fondamentale. Il en résulte que lorsqu'on utilise, par exemple, l'harmonique 4, il est accompagné d'une oscillation sur la fondamentale et les harmoniques inférieures sensiblement plus puissante que lui. Chacune de ces oscillations peut donner lieu à un changement de fréquence d'où la possibilité de recevoir en même temps plusieurs émissions de fréquences, pourtant fort différentes.

Pour atténuer les indésirables, nous avons l'accord du circuit d'entrée du convertisseur, mais, plus cet accord s'effectue sur des fréquences élevées, plus la présélection se révèle insuffisante.

L'idéal serait évidemment d'arriver à supprimer toutes les oscillations autres que la fréquence harmonique désirée. Cela est possible dans une certaine mesure grâce aux circuits oscillateurs OVERTONE. Disons de suite que ces montages qui s'apparentent à la détectrice à réaction sont d'une mise au point assez délicate et que si de grandes précautions de réalisation ne sont pas prises, ils peuvent entrer en auto-oscillation. D'autre part, un quartz oscillant en OVERTONE sur harmonique ne délivre pas une fréquence correspondant à un multiple exact de la fréquence fondamentale.

Heureusement, d'autres montages plus simples, que nous appellerons multiplicateurs de fréquence, sans éliminer complètement fondamentale et harmoniques indésirables, permettent de les atténuer sensiblement. Grosso modo, entre l'oscillateur à cristal ordinaire et son utilisation — par exemple la modulatrice en changement de fréquence — on intercale un filtre constitué par un circuit accordé sur l'harmonique désirée voire même un filtre de bande genre transfo moyenne fréquence qui opère la sélection de l'oscillation voulue.

La figure 1 montre le montage d'une triode en oscillateur Pierce classique avec adjonction du circuit accordé permettant la sélection des harmoniques. La majorité des triodes-hexodes ne se prêtent malheureusement pas à ce montage oscillateur du fait que leur grille oscillatrice se trouve reliée à l'intérieur de la lampe à l'une des grilles de la modulatrice. Il convient par contre fort bien à la ECH 81 dont la triode est indépendante (fig. 2). C_1 est le condensateur variable accordant le bobinage d'antenne L_1 sur la fréquence à recevoir. Les condensateurs de découplage C_3 et C_4 n'ont pas une valeur critique, mais on prendra avantageusement des modèles céramique de 0,01 µF soudés directement aux broches 3 et 7 du support de lampe. Le condensateur C_2 en série avec le quartz, aura une valeur d'au moins 0,001 µF (nous précisons ce point à l'intention de plusieurs lecteurs qui nous ont écrit pour nous demander notre avis sur des schémas dans lesquels ils avaient prévu pour ce condensateur une valeur de 250 pF par analogie avec les montages classiques d'auto-oscillateur de poste de radiodiffusion). La valeur de ce condensateur peut d'ailleurs être supérieure mais ne doit généralement pas dépasser 0,005 µF. Une autre valeur élastique du schéma est celle de la résistance de fuite de grille oscillatrice R_2. Sa valeur habituelle de 50 000 Ω n'a rien d'immuable et l'on pourra, en fonction de l'activité du quartz, soit l'augmenter soit la diminuer. R_5 peut être remplacée par une self de choc, par exemble de 2,5 µH. Autrement sa valeur sera comprise entre 10 000 et 20 000 Ω. Quant à C_5, il est suprêmement élastique, sa valeur pouvant être comprise entre 100 et 1 000 pF. Les seules résistances ayant une valeur assez précises sont R_1 = 150 Ω, R_3 = 35 000 Ω et R_4 = 25 000 Ω. Le condensateur C_6 aura une valeur ne devant pas excéder 100 pF. Le circuit oscillant devra résonner sur l'harmonique choisie C_6 pourra être un simple ajustable, mais pour les essais, il sera préférable d'employer un condensateur variable d'assez forte capacité maxima, par exemple une cage d'un CV standard de récepteurs de radiodiffusion. Grâce à cette forte capacité disponible, il sera plus facile de repérer les harmoniques qui, le convertisseur étant branché devant le récepteur, antenne et cristal en place, se traduisent par un renforcement du bruit de fond lorsqu'on passe sur leur réglage en tournant C_6. Une fois l'harmonique trouvée, il sera probablement nécessaire d'ajouter des spires à L_2 de façon à réduire la valeur de C_6 et avoir une self importante par rapport au condensateur et, partant, le réglagle le plus pointu possible, ce qui donne la meilleur sélection de l'harmonique.

Possédant de nombreux quartz, nous avons personnellement monté un tel convertisseur en utilisant pour C_6 un condensateur variable de 140 pF avec cadran. Un commutateur permet de mettre en service diverses selfs pour L_2 et pour chaque self, le cadran est étalonné en Kc, ce qui facilite considérablement la recherche des harmoniques lorsqu'on change de quartz pour divers essais. On peut, bien entendu, accorder L_2, C_6, sur la fondamentale du quartz lorsqu'on n'a besoin que de celle-ci, ou bien remplacer la self et le condensateur par une self de choc ou une simple résistance de 50 000 Ω.

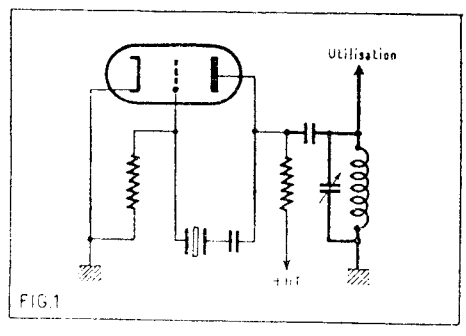


FIG.1

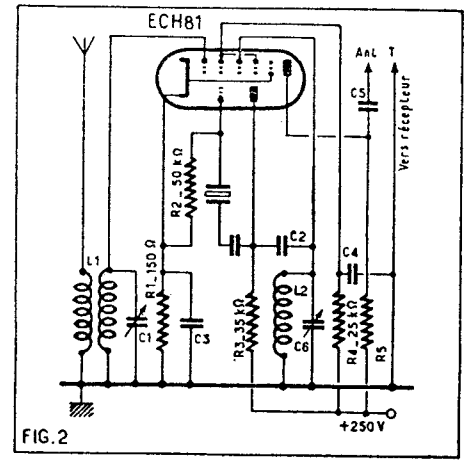


FIG.2

L'intérêt de la légère complication apportée à notre convertisseur de début est facilement compréhensible.

Tout d'abord, il permet, lorsqu'on ne trouve pas la valeur de quartz dont on a besoin, d'en utiliser un autre dont la fréquence plus basse correspond à la valeur voulue divisée par deux, trois, quatre ou parfois même davantage.

On peut également ainsi n'utiliser dans certains cas qu'un seul quartz là où il en faudrait normalement plusieurs.

Prenons, par exemple, le cas du convertisseur devant le BC 454 (couvrant de 3 000 à 6 000 Kc), peut être un peu aride, mais que tous ceux qui s'intéressent aux possibilités offertes par les convertisseurs à cristal auront intérêt à étudier de très près. Grâce au sélecteur d'harmoniques nous voyons qu'un seul quartz de 3 000 Kc nous permet de couvrir sans trou, avec cet appareil, au moins de zéro à 18 000 Kc.

Pour recevoir de zéro à 9 000 Kc, on se servira, comme nous l'avons vu pour le BC 454, de la fondamentale 3 000 Kc.

L'harmonique 2 obtenue en accordant 12 C_6 sur 6 000 Kc nous permet de recevoir de 9 000 à 12 000 Kc.

Pour la gamme de 12 000 à 15 000, on utilisera l'harmonique 3, L_2-C_6 étant accordés sur 9 000 Kc, et pour celle de 15 000 à 18 000, l'harmonique 4, avec L_2-C_6 résonnant sur 12 000 Kc.

On a ainsi un poste toutes ondes à bandes OC étalées, sans fréquences images et d'une stabilité et d'une précision sans pareilles, et ce, avec un seul quartz.

On pourrait d'ailleurs, en principe, continuer la multiplication au-delà de l'harmonique 4 pour recevoir des longueurs

d'ondes encore plus courtes. Cependant, n'oublions pas que plus l'harmonique s'écarte de la fondamentale, plus faible est son oscillation qui risque alors de se révéler insuffisante pour assurer un changement de fréquence dans de bonnes conditions. L'essai est malgré tout à faire, car certains quartz donnent parfois des résultats surprenants dans ce domaine.

Dans certains cas, la multiplication de fréquence est non seulement avantageuse, mais même indispensable. En effet, il est difficile de trouver des quartz de fondamentale supérieure à 9 000 Kc. Or, pour la réception des gammes d'ondes très courtes, il est obligatoire que l'oscillation locale du changement de fréquence soit beaucoup plus élevée.

Avec une bonne antenne, *convenablement couplée au circuit oscillant de grille modulatrice,* ce convertisseur n'utilisant qu'une ECH81 donne des résultats excellents. Sa sensibilité pourra évidemment être encore fortement améliorée en le faisant précéder par un étage haute fréquence accordé, mais la réalisation perd alors sa simplicité. Nous allons voir que, tout en conservant cette dernière, il est possible d'obtenir une sensibilité analogue à celle apportée par un étage haute fréquence accordé.

La sensibilité d'un étage changeur de fréquence est fonction de sa pente de conversion qui dépend elle-même de la pente tout court de la lampe modulatrice. Cette pente de conversion est faible chez toutes les triodes-hexodes qui ne permettent donc qu'une sensibilité réduite. Ces lampes ont, en outre, le défaut, très grave en ondes courtes, d'avoir une résistance équivalente au bruit de fond élevé, ce qui signifie qu'indépendamment des bruits divers qu'apporte l'antenne, elles introduisent un souffle qu'amplifient les étages suivants du récepteur et qui réduit encore la sensibilité utile. Nous renvoyons nos lecteurs à l'article traitant ce sujet : « La pentode en changeuse de fréquence », dans lequel l'auteur démontre, chiffres à l'appui, qu'en effectuant un changement de fréquence par deux lampes, avec une pentode moderne à forte pente EF42 en modulatrice, il est possible d'obtenir une sensibilité plus de quatre fois plus grande qu'avec une triode-hexode ECH42, qui est pourtant des meilleures.

Dans un but de simplification, l'auteur de cet article laisse sous silence certains éléments du problème que l'on peut en effet négliger lorsqu'on n'envisage pas la réception des ondes très courtes, mais qui ont leur importance aux très hautes fréquences. En particulier, l'impédance d'entrée de la lampe fait par exemple qu'une EF42 n'est pas tout à fait aussi avantageuse que sa pente et sa résistance équivalente au souffle le font supposer.

Notons d'autre part qu'il envisage un simple changement de fréquence et non une double conversion, ce qui explique qu'il ait cherché à faire agir l'antifading sur la modulatrice. Disons tout de suite qu'il n'y a que des inconvénients à faire agir l'antifading sur un convertisseur.

Le type d'injection de l'oscillation utilisé, sur le suppresseur de la modulatrice, n'est pas non plus le meilleur dans le cas où l'oscillateur est contrôlé par cristal. Il est de beaucoup préférable d'avoir recours à l'injection dans la grille de commande qui est le *procédé donnant le gain de conversion le plus élevé et celui s'accommodant de la plus faible amplitude d'oscillation locale,* ce qui est extrêmement avantageux lorsqu'on l'on veut se servir des harmoniques les plus faibles de l'oscillation fondamentale du quartz.

Le principal défaut de ce mode d'injection, le pulling, c'est-à-dire le glissement de la fréquence de l'oscillateur lorsqu'on modifie l'accord du circuit dentrée de la mo'dulatrice, est radicalement éliminé par l'emploi du quartz.

La figure 3 donne le schéma d'un excellent convertisseur à deux pentodes tirant parti au maximum des considérations précédentes.

Remarquons d'abord que la lampe oscillatrice V_2 est une pentode et que l'oscillateur est le Pierce modifié dans lequel l'écran de la lampe joue le rôle de la plaque dans le montage Pierce classique avec triode.

Ce système est supérieur au montage triode pour la production des harmoniques. Le circuit plaque L_2-C_6 est, comme dans la figure 2, accordé sur la fréquence harmonique utilisée. La plaque se trouve couplée à la grille de commande de V_1 par la très faible capacité Ca qui ne doit pas généralement excéder 2 pF. En pratique, on obtient cette capacité simplement en torsadant le fil isolé venant de la plaque V_2 autour de la connexion grille. La seule mise au point délicate du convertisseur consiste à ajouter ou enlever des tours de fil jusqu'au moment où la sensibilité se révèle la meilleure. Tout comme V_1, V_2 sera avantageusement une pentode à forte pente, car la production des harmoniques s'en trouvera facilitée.

V_1 doit être polarisé suffisamment pour que le tube travaille nettement en détection plaque. En pratique, il y a intérêt à donner à R_1 la valeur la plus forte n'entraînant pas une baisse de rendement. On pourra pour les essais remplacer R_1 par un potentiomètre bobiné de 10 000 Ω ou plus, monté en résistance variable. On pourra ainsi constater qu'il est possible de réduire considérablement la valeur de cette résistance sans constater une modification sensible du rendement.

Ceci nous amène à parler de la notion importante d'impédance d'entrée de la lampe modulatrice. Les divers types de lampes amortissent plus ou moins le circuit oscillant placé dans leur grille de commande dont l'accord se trouve de ce fait plus ou moins pointu. Tout se passe comme si le fonctionnement de la lampe plaçait une résistance plus ou moins élevée en parallèle sur le circuit oscillant. Plus cette résistance est faible, plus l'accord est flou et plus le rendement tombe. Une pentode à faible impédance d'entrée, comme c'est particulièrement le cas des CAC7 et EF42, est de ce fait parfaitement adaptée à la réalisation d'amplificateurs à large bande passante comme c'est le cas en télévision. Dans ce cas, sa forte pente compense dans une certaine mesure la perte d'amplification du fait de l'amortissement du circuit oscillant.

Par contre, cette faible impédance d'entrée est néfaste si on l'emploie en haute fréquence ou en modulatrice.

Notons qu'alors que la résistance équivalente au souffle d'une lampe est une donnée immuable pour le type de lampe, quelle que soit la fréquence d'utilisation, l'impédance d'entrée diminue au fur et à mesure que l'on monte aux hautes fréquences. Par exemple, un EF80 a une impédance d'entrée de 140 000 Ω à 15 Mc, de 42 000 Ω à 30 Mc et de 3 700 Ω seulement à 100 Mc.

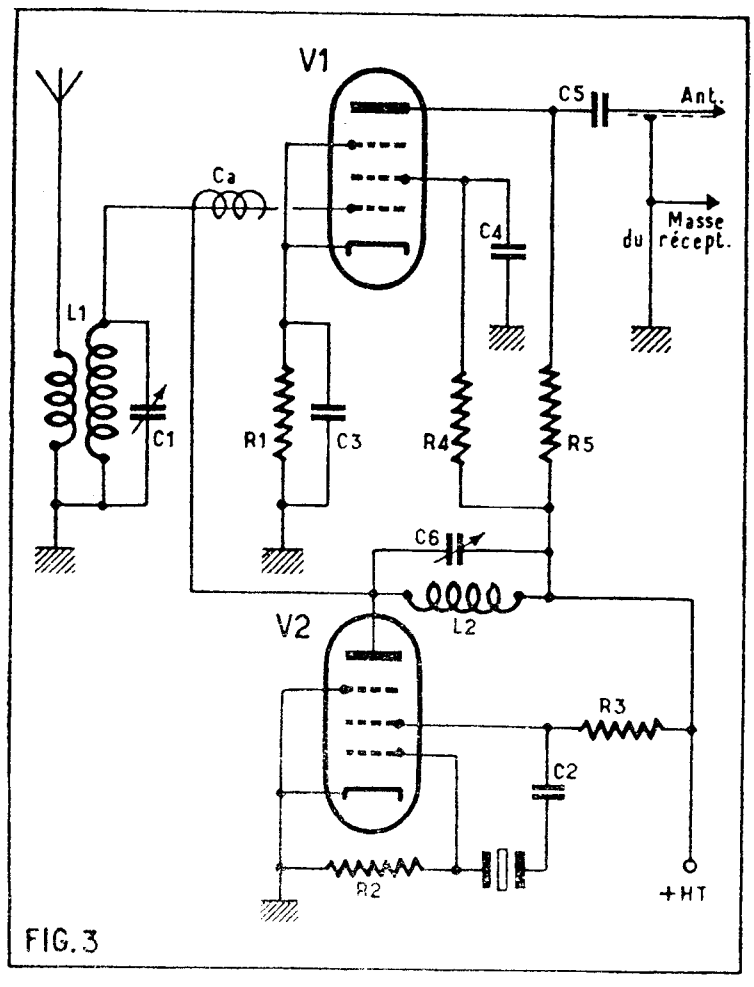


FIG. 3

On constate que l'impédance d'entrée d'une lampe fonctionnant sur une fréquence donnée augmente lorsqu'on augmente sa polarisation. Par exemple, une 6BA6 travaillant sur 25 Mc et polarisée à 1,2 V a une impédance d'entrée de 2 000 Ω. Si on porte la polarisation à 3,5 V, l'impédance d'entrée devient de 50 000 Ω, ce qui se traduit par un réglage plus pointu du circuit d'accord. C'est pour cette raison que nous recommandons de donner à la lampe travaillant en modulatrice la polarisation la plus forte ne compromettant pas le rendement.

L'impédance d'entrée n'a aucun rapport avec la résistance interne de la lampe. C'est ainsi que l'on voit des pentodes comme la EF42, ayant une résistance interne très élevée, avoir une impédance d'entrée faible, alors que des triodes, comme la 6J6, ayant une résistance interne faible, ont une impédance d'entrée relativement élevée.

En ce qui concerne la résistance équivalente au bruit, précisons qu'elle est toujours plus élevée lorsque la lampe fonctionne en modulatrice qu'elle ne l'est lorsqu'elle est montée en amplificatrice haute fréquence.

Pour tirer le maximum de notre convertisseur, il nous faudra donc prendre pour V_1 une lampe ayant à la fois une impédance d'entrée élevée et une résistance équivalente au bruit faible.

La meilleure des pentodes pour cette fonction est de beaucoup la 6AK5, lampe formidable, mais qui a le défaut d'être chère et fragile. A défaut, la EF80 et la 6AG5 sont encore très bonnes. La EF42 ne vient que nettement après, précédant dans l'ordre de qualité la 6AC7 et la 6BA6.

Pour V_2, n'importe quelle pentode à forte pente fait l'affaire.

Ne pouvant donner les valeurs des résistances du montage pour tous les types de lampes, voici celles pour l'emploi de lampes 6AG5 en V_1 et V_2 :

R_1 = 4 000 Ω ; R_2 = 20 000 Ω ; R_3 = 50 000 Ω ; R_4 = 100 000 Ω ; R_5 = 10 000 à 15 000 Ω.

Les valeurs des condensateurs sont les mêmes que celles portant même désignation sur la figure 2. La haute tension est de 250 V.

Cas de l'emploi d'une EF42 en V_1 : Les valeurs des résistances restent identiques sauf celle de R_1 qui sera alors réduite à 500 Ω.

Si l'on utilise une 6AK5, la haute tension ne doit pas dépasser 180 V (pour une EF80 également). R_1 aura alors de 6 000 à 10 000 Ω et R_4 — 750 000 Ω.

Les valeurs données pour V_2 conviendront sensiblement pour toutes les pentodes.

D'une façon générale, une lampe a une résistance équivalente au bruit de fond d'autant plus faible qu'elle comporte moins de grilles. Aussi une triode apporte-t-elle un souffle propre plus faible qu'une pentode et. à plus forte raison qu'une hexode. Aussi est-il intéressant en ondes courtes de se servir d'une triode en modulatrice. Certaines triodes modernes ont d'ailleurs des pentes équivalentes à celles des meilleures pentodes : c'est le cas de la 12 AT7/ECC81 couramment employée en oscillatrice modulatrice en télévision ou modulation de fréquence.

Reportons-nous au schéma de la figure 3. Nous pouvons fort bien remplacer la pentode modulatrice V_1 par une triode, simplement en éliminant R_4 et C_4. Dans ce cas la résistance tenant lieu de self de choc dans la plaque R_3 sera avantageusement de l'ordre de 50 000 Ω. R_1 sera à déterminer en fonction de la lampe utilisée pour la faire fonctionner en détection plaque.

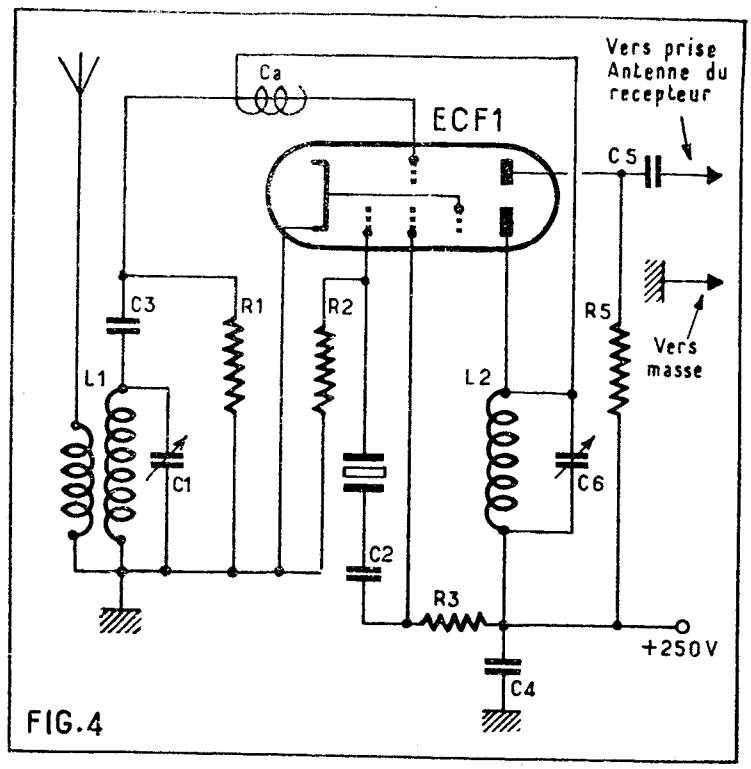


FIG.4

Il ne faut d'ailleurs pas s'hypnotiser sur la pente de la modulatrice car, en pratique, une triode à pente tout à fait moyenne telle la 6J5, donne des résultats excellents dans un tel montage. Il existe en effet une différence considérable entre la sensibilité tout court et ce que nous appellerons la sensibilité utile. La comparaison entre un convertisseur à triode-hexode et un convertisseur utilisant une simple 6J5 en modulatrice selon le schéma de la figure 3 est frappante à ce point de vue. En l'absence d'émission, le premier donne dans le haut-parleur du récepteur un bruit de chaudière sous pression. Le second produit un silence relatif qui vous amène à vous demander s'il fonctionne. Une émission reçue faiblement avec le premier est noyée dans ce souffle qui rend l'écoute pénible et la compréhensibilité de la parole difficile. Avec le second, il faudra sans doute pousser un peu l'amplification du récepteur, mais le souffle reste faible et la netteté est parfaite.

Nos lecteurs pourront se livrer à quantité d'essais extrêmement intéressants d'utilisation en modulation en modulatrice des triodes, même de types anciens dont ils disposent, et même de pentodes montées en triodes en réunissant écran et plaque. Ils auront certainement ainsi d'agréables surprises.

Naturellement, les possesseurs de 12 AT7 ou même de 12 AU7 (équivalent de deux 6J5 dans la même bouteille) auront tout intérêt à les utiliser en montant la partie oscillatrice selon les données des figures 1 et 2.

Disons encore que l'emploi en modulatrice d'une triode à faible pente est très intéressant lorsqu'on veut faire précéder le changement de fréquence d'un étage haute fréquence accordé car il permet d'éviter radicalement les accrochages et interréactions diverses des deux étages.

Les considérations précédentes nous ont rappelé qu'avant guerre, lors des essais héroïques sur la bande cinq mètres, certains amateurs avaient constaté que la partie triode de la ECF1 oscillait parfaitement aux très hautes fréquences et que, plus récemment, les amateurs de télécommande ont obtenu de bons résultats en la faisant osciller sur 72 Mc. Possédant, comme grand nombre d'amateurs, un stock de ces vieilles lampes laissées pour compte par suite de leur tendance à des accrochages inextricables dans leur utilisation normalement prévue par le constructeur en moyenne fréquence et première basse fréquence, l'idée nous est venue de voir ce qu'elles donneraient en convertisseur cristal. Peu soucieux de l'orthodoxie qui aurait voulu l'emploi de la partie pentode en modulatrice et de la triode en oscillatrice, nous avons fait exactement le contraire, suivant le schéma de la figure 4. La question de la polarisation de la partie triode a été très simplement résolue en mettant dans sa grille de commande une résistance de valeur élevée R_1 de 5 MΩ isolée du circuit accordé L_1 par le condensateur fixe C_2 de 50 pF. C'est le système de polarisation couramment employé en basse fréquence pour les lampes 6AT6 ou 6AV6. Il n'est peut-être pas très othodoxe dans ce cas, mais comme il donne de bons résultats, nous n'avons pas cherché autre chose. Les puristes pourront insérer une résistance de polarisation shuntée par un condensateur entre la cathode et la masse en n'oubliant pas que l'extrémité de la résistance R_2 de 50 000 Ω reliée à la masse sur le schéma ira dans ce cas à la cathode. Les valeurs de C_2 et C_3 sont les mêmes que dans les schémas précédents. R_3 fait 60 000 Ω et R_5 de 20 000 à 50 000 Ω. C_4 = 0,01 Mf (non critique).

Tel quel, ce convertisseur, qu'il doit être possible d'améliorer en fignolant l'ajustage des différentes résistance, nous donne d'excellents résultats pour l'écoute de la bande amateurs des 2 mètres. Sa sensibilité utile est nettement supérieure à celle d'un convertisseur à triode-hexode, le souffle étant extrêmement réduit, ce qui, quand la bande est bouchée, donne l'impression qu'il ne fonctionne pas. Mais dès que la propagation devient normale, les stations éloignées sortent parfaitement.

Essayez-le ensuite précédé d'un étage haute fréquence à faible souffle, c'est une merveille.

une table de conversion et quelques conseils

Les cristaux de fréquences relativement basses utilisés sur les émetteurs à modulation de phase BC604 et BC684 et ont le même brochage que les populaires FT-243, mais avec un boîtier plus large. Ces cristaux dont les fréquences sont comprises entre 370 et 540 Kc conviennent particulièrement bien pour réaliser des filtres à quartz moyenne fréquence, sans parler de leur emploi sur des oscillateurs étalons.

Si l'amateur français a semble-t-il boudé ces intéressants cailloux que l'on trouve toujours facilement à Paris, c'est probablement dû à deux raisons. La première est que la fréquence indiquée sur les boîtiers ne correspond pas à la fondamentale du cristal. Ces cristaux portent sur leur boîtier une indication de fréquence en mégacycles comprise entre 20 et 27,9 pour ceux du BC604, et comprise entre 28 et 38,9 pour ceux du BC 684. Pour trouver leur fréquence véritable il faut diviser après avoir converti les mégacycles en kilocycles, la fréquence marquée sur le boîtier par 54 pour la série BC604 et par 72 pour la série BC684. C'est simple, mais fastidieux, aussi plusieurs lecteurs nous ont-ils écrit pour nous demander de publier une table de conversion. La voici :

SERIE BC684

Mc	Kc	Mc	Kc	Mc	Kc
28,0	388,888	31,7	440,277	35,4	491,666
28,1	390,277	31,8	441,666	35,5	493,055
28,2	391.666	31,9	443,055	35,6	494,444
28,3	393,055	32,0	444,444	35,7	495,833
28,4	394,444	32,1	445,833	35,8	497,222
28,5	395,833	32,2	447,222	35,9	498,611
28,6	397,222	32,3	448,611	36,0	500,000
28,7	398,611	32,4	450,000	36,1	501,388
28,8	400,000	32,5	451,888	36,2	502,777
28,9	401,388	32,6	452,777	36,3	504,166
29,0	402,777	32,7	454,138	36,4	505,555
29,1	404,166	32,8	455,555	36,5	506,944
29,2	405,555	32,9	456,944	36,6	508.333
29,3	406,944	33,0	458,333	36,7	509,722
29,4	408,333	33,1	459,722	36,8	511,111
29.5	409,722	33,2	461,111	36,9	512,500
29,6	411,111	33,3	462,500	37,0	513,888
29,7	412,500	33,4	463,888	37,1	515,277
29,8	413,888	33,5	465,277	37,2	516,666
29,9	415,277	33,6	466,666	37,3	518,055
30,0	416,666	33,7	468,055	37,4	519,444
30,1	418,055	33,8	469,444	37,5	520,833
30,2	419,444	33,9	470,833	37,6	522,222
30,3	420,833	34,0	472,222	37,7	523,611
30,4	422,222	34,1	473,611	37,8	525,000
30,5	423,611	34,2	475,000	37,9	526,388
30,6	425,000	34,3	476,388	38,0	527,777
30,7	426,388	34,4	477,777	38,1	529,166
30,8	427,777	34,5	479,166	38,2	530,555
30,9	429,166	34,6	480,555	38,3	531,944
31,0	430,555	34,7	481,944	38,4	533,333
31,1	431,943	34,8	483,333	38,5	534,722
31,2	433,333	34,9	484,722	38,6	536,111
31,3	434,722	35,0	486,611	38,7	537,500
31,4	436,111	35,1	487,500	38,8	538,888
31,5	437,500	35,2	488,888	38,9	540,277
31,6	438,888	35,3	490,277		

SERIE BC604

Mc	Kc	Mc	Kc	Mc	Kc
20,0	370,370	22,7	420,370	25,4	470,370
20,1	372,222	22,8	422,222	25,5	472,222
20,2	374,074	22,9	424,074	25,6	474,074
20,3	375,925	23,0	425,925	25,7	475.925
20,4	377,777	23,1	427,777	25,8	477,777
20,5	379,629	23,2	429,629	25,9	479,630
20,6	381,481	23,3	431,481	26,0	481,481
20,7	383,333	23,4	433,333	26,1	483,333
20,8	385,185	23,5	135,185	26,2	485,185
20,9	387,037	23,6	437.037	26,3	487,037
21,0	388,888	23,7	438,888	26,4	488,888
21,1	390,740	23,8	440,740	26,5	490,740
21,2	392,592	23,9	442,592	26,6	492,592
21,3	394,444	24,0	444,444	26,7	494,444
21,4	396,222	24,1	446,296	26,8	496,296
21,5	398,148	24,2	448,198	26,9	498,148
21,6	400,000	24,3	450,000	27,0	500,000
21,7	401,851	24,4	451,852	27,1	501,851
21,8	403,703	24,5	453,704	27,2	503,703
21,9	405,555	24,6	455,555	27,3	505,555
22,0	407,707	24,7	457,407	27,4	507,407
22,1	409,259	24,8	459,259	27,5	509,259
22,2	411,111	24,9	461,111	27,6	511,111
22,3	412,962	25,0	462,963	27,7	512,962
22,4	414,814	25,1	464,805	27,8	514,814
22,5	416,666	25,2	466,667	27,9	516,666
22,6	418,518	25,3	468,519		

La seconde raison du désintéressement des amateurs réside dans le fait que ces quartz, de par le support employé, vibrent selon l'axe longitudinal et entrent difficilement en oscillation avec le montage Pierce. C'est bien entendu ce montage d'une extrême simplicité qu'emploient de préférence les amateurs qui, n'obtenant pas d'oscillation, après s'être procuré un FT-241 pour essayer, concluent immédiatement : il est mort.

Nous publions (fig. 1) le schéma d'un oscillateur convenant pour les quartz de fréquence basse.

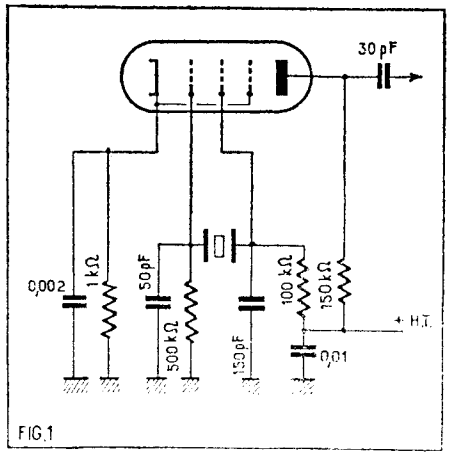


FIG.1

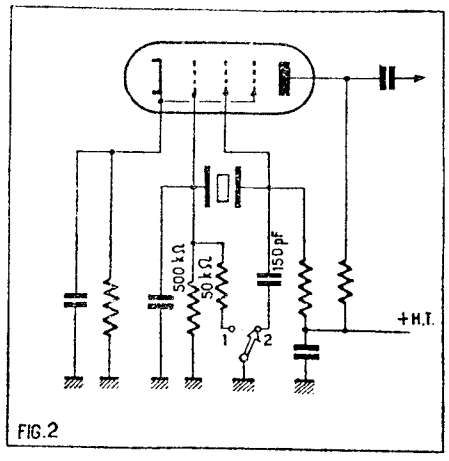
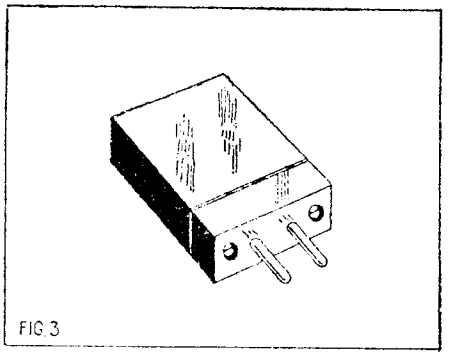


FIG.2

Il s'agit d'un montage Pierce modifié ou s'agit d'un montage Pierce modifié ou une réaction supplémentaire est créée par le condensateur de 150 pF placé entre l'écran et la masse. Le condensateur variable placé entre la grille de commande et la masse (ce peut être un ajustable) sert à aider l'entrée en oscillation du cristal.

Les valeurs des éléments figurant sur ce montage permettent d'obtenir l'entrée en oscillation des quartz de fréquences basses avec la plupart des pentodes HF, notamment 6SK7, 6SH7, 6AU6, 6BA6, etc. Une fois constatée l'oscillation en insérant un microampèremètre entre la résistance de fuite de grille et la masse, on peut rectifier les valeurs des différents éléments en fonction du quartz, de la lampe et de la haute tension employés. Les résistances d'écran peuvent ainsi varier de façon assez sensible sans que soit compromis le fonctionnement. De même la résistance de fuite de grille peut sans inconvénient être portée à un mégohm ou même plus. On peut aussi faire varier dans une assez large mesure, la résistance cathodique et le condensateur la shuntant, mais il ne faut pas s'écarter beaucoup de la valeur de 150 pF pour le condensateur entre l'écran et la masse.

Maintenant, lorsque vous aurez trouvé le fonctionnement optimum de votre oscillateur avec les quartz FT241A, vous aurez


FIG.3

la surprise de voir qu'il se refuse à osciller avec les quartz FT243 de fréquences de l'ordre de 6 000 à 8 000 Kc. On peut facilement remédier à cet inconvénient en ramenant la résistance de fuite de grille à 50 000 Ω et en supprimant le condensateur de 150 pF entre écran et masse. La figure 2 indique la façon simple de réaliser cette opération au moyen d'un inverseur et de permettre à l'oscillateur de fonctionner avec tous les cristaux : en position 1 avec ceux de fréquences élevées et en position 2 avec ceux de fréquences basses.

BFO à quartz FT-241 pour la SSB

Le BFO, répétons-le, a jusqu'ici été le plus souvent traité comme le parent pauvre des récepteurs de trafic amateur. Alors que l'oscillateur local du changement de fréquence est généralement soigné pour limiter au maximum sa dérive, le BFO est le plus souvent d'une stabilité déplorable. Tant que l'utilité de cet accessoire se réduisait à la réception des émissions en télégraphie non modulée, ce n'était pas trop grave, le signal reçu restant lisible même si sa note de battement change. Et cela d'autant plus que la majorité des amateurs se désintéressent de la télégraphie. Nombre d'amateurs trafiquent même avec des récepteurs ne possédant pas de BFO !

Avec le prodigieux développement du trafic en SSB, le problème change complètement. D'accessoire secondaire, le BFO devient un élément essentiel du récepteur. Ainsi tout récepteur de trafic, même de type ancien, permet de recevoir ce mode de transmission de façon très acceptable, *pourvu que son BFO soit d'une stabilité absolue* et pas trop anémique. Nombre d'amateurs trafiquant en SSB utilisent d'ailleurs des récepteurs surplus, AR-88, BC-342, Super-Pro, CR-100 ou autres. La plupart de ces appareils ont leurs amplis MF accordés sur des fréquences comprises entre 400 et 500 kHz. Or, il existe deux séries de quartz surplus FT-241 dont les fondamentales tombent entre ces limites et qui conviennent magnifiquement pour la réalisation de BFO d'une stabilité inégalable pour de tels récepteurs.

Utiliser un oscillateur à quartz comme BFO est en effet la solution la meilleure, la plus économique et la moins encombrante, considération qui a son prix avec des appareils compacts dans lesquels la place est fort limitée. C'est d'ailleurs la solution employée par les constructeurs de récepteurs de trafic les plus sérieux sur leurs récents modèles.

Ici nous ne saurions trop conseiller de se référer à la table de conversion permettant de déterminer les fréquences fondamentales réelles des quartz FT-241 d'après les indications portées sur les boîtiers, ainsi qu'un schéma d'oscillateur pour ce genre de quartz.

Nous publions p. 50 un article indiquant comment utiliser ces quartz pour réaliser des filtres moyenne fréquence permettant de réduire la bande passante MF de ces mêmes récepteurs.

Voici l'essentiel des renseignements relatifs à ces quartz. Contrairement à l'ordinaire, les fréquences indiquées sur les boîtiers de ces quartz correspondent non pas à leur fréquence fondamentale mais à un multiple de cette dernière.

Pour les quartz de la première série, dont les boîtiers sont généralement de couleur noire et qui portent des indications de fréquence comprises entre 20 et 27,9 MHz, on peut déterminer la fréquence fondamentale en divisant par 54 la fréquence lue sur le boîtier. On lit également sur le boîtier une indication de « channel » formée de deux chiffres, par exemple : « Channel 46 ; 24,6 Mc ». Si on divise 2,46 Mc, c'est-à-dire 24 600 kHz, par 54, on découvre que la fondamentale de ce cristal est de 455,555 kHz. De même, le cristal suivant dans la série porte l'indication « Channel 47 ; 24,7 Mc » et sa fréquence fondamentale est de 457,407 kHz. *L'écart entre les fréquences fondamentales de deux quartz de « channels » successifs dans cette série est de* 1,85 *kHz.*

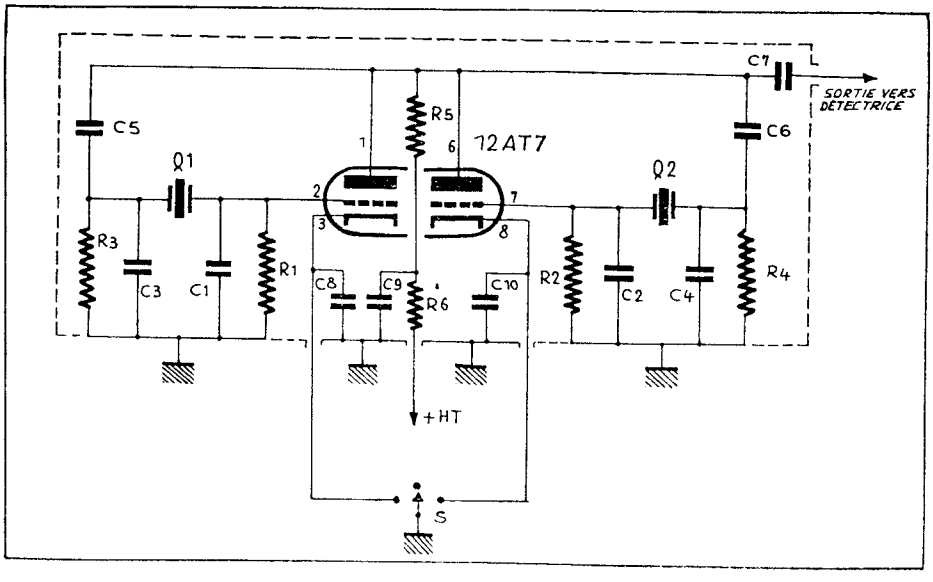
Une seconde série de quartz FT-241 porte des indications de fréquence s'échelonnant de 28 MHz à 38,9 MHz. Dans ce cas, les boîtiers sont marron et les indications de « channel » comportent trois chiffres. *La fréquence fondamentale se retrouve en divisant la fréquence portée sur le boîtier par 72 et l'écart de fréquence entre channels consécutifs est de* 1,38 *kHz.*

Enfin, une troisième série, utilisée sur l'émetteur AN/TRC-1, porte des indications de fréquence s'échelonnant de 70 MHz à 99,9 MHz. Ces quartz sont très difficiles à trouver en France mais semblent plus courants en Belgique. *Dans cette série, la fréquence fondamentale se retrouve en divisant la fréquence lue sur le boîtier par* 96, *et l'écart de fréquence entre channels consécutifs est de* 1,041 *kHz.* Les boîtiers de ces quartz sont rouges et, contrairement à ceux des deux séries précédentes, ces cristaux ont des fondamentales s'échelonnant entre 729,166 kHz (70 Mc) et 1 040 kHz (99,9 Mc). Le quartz marqué 96 Mc a une fondamentale de 1 000 kHz. D'autre part, on trouve dans cette série des quartz de fréquences voisines de 915 kHz, valeur MF du BC-348 ainsi que d'autres récepteurs surplus. Par exemple : 87,7 Mc = 913,542 kHz ; 87,8 Mc = 914,583 kHz ; 87,9 Mc = 915,625 kHz ; 88 Mc = 916,666 kHz. Ces quartz conviennent donc parfaitement pour réaliser soit des filtres MF, soit des BFO pour des appareils tels que le BC-348.

Ceci dit, revenons à notre BFO. Ainsi que nous l'avons précédemment expliqué, pour recevoir une émission en SSB, la porteuse locale fournie par le BFO doit être décalée d'un côté ou de l'autre de la moyenne fréquence de façon à tomber sur l'un des flancs de la courbe de réponse MF. Prenons par exemple le cas du récepteur Collins 75-S. Sa moyenne fréquence est de 455 kHz. Grâce à l'emploi d'un filtre MF mécanique, sa bande passante MF est large de 2,7 kHz et la courbe de réponse MF est à flancs très raides, se rapprochant de la courbe idéale rectangulaire. Le BFO de l'appareil utilise deux quartz commutables pour pouvoir recevoir à volonté les émissions faites en utilisant la bande latérale supérieure ou la bande latérale inférieure. L'un des quartz oscille sur 456,35 kHz et l'autre sur 453,65 kHz.

Autrement dit, la fréquence du BFO diffère de 1,35 kHz de celle de la MF, en plus ou en moins. La fréquence de chacun des quartz tombe effectivement sur l'un des flancs de la bande passante puisque cette dernière est de 2,7 kHz et que 1,35 × 2 = 2,7.

Ceci nous indique au moins une chose, c'est que 1,35 kHz est l'écart minimum entre la fréquence du BFO et la MF. En fait, étant donné que les récepteurs que nous voulons doter d'un BFO à cristal sont loin d'avoir une bande passante aussi réduite, et surtout une courbe de réponse MF à flancs aussi raides que le 75-S, il faudra prendre des quartz sensiblement plus éloignés de la MF. Dans la plupart des cas, l'écart entre chacun des quartz et la MF sera d'environ 2 kHz. Pour obtenir le fin du fin, il est recommandé d'essayer de recevoir des émissions SSB avec le récepteur, sans le BFO, mais en injectant le



signal d'un générateur HF précis — le BC-221 si l'on possède cet engin rare — sur la détectrice, à la façon d'un BFO. Cela permet de déterminer l'écart de fréquence optimum, après quoi il ne reste plus qu'à prendre des quartz sensiblement de la fréquence déterminée. Disons cependant que, avec des récepteurs dont la courbe MF fait assez nettement le dos d'âne, des valeurs approchées conviennent parfaitement. Les fréquences des quartz ne deviendraient critiques que si la bande passante MF était très réduite.

Supposons que le récepteur sur lequel nous voulons installer un BFO à quartz ait sa MF calée sur 455 kHz. Les valeurs approchantes que l'on trouve dans les deux séries de quartz sont les suivantes :

Première série

24,4 Mc = 451,852 kHz
24,5 Mc = 453,704 kHz
24,6 Mc = 455,555 kHz
24,7 Mc = 457,407 kHz
24,8 Mc = 459,259 kHz

Deuxième série

32,5 Mc = 451,888 kHz
32,6 Mc = 452,777 kHz
32,7 Mc = 454,138 kHz
32,8 Mc = 455,555 kHz
32,9 Mc = 456,944 kHz
33,0 Mc = 458,333 kHz
33,1 Mc = 459,722 kHz

Comme la valeur se rapprochant le plus de 455 kHz est 455,555 kHz figurant dans les deux séries (24,6 Mc ou 32,8 Mc), il est recommandé de se procurer un tel quartz, dans l'une ou l'autre série et de s'en servir, sur l'oscillateur BFO que nous allons décrire, comme hétérodyne pour réaligner les MF du récepteur sur 455,555 kHz. En fait, la retouche sera insignifiante et ne changera rien à l'alignement des circuits HF du récepteur. C'est cependant important pour que les autres quartz que nous allons utiliser aient le même écart de part et d'autre de la MF.

La figure 1 donne le schéma du BFO que nous allons réaliser. Nous utilisons une 12AT7 dont chaque élément triode est monté de façon identique en une variante de l'oscillateur Pierce avec laquelle on fait osciller à coup sûr les FT-241 malgré leur réputation d'être rétifs.

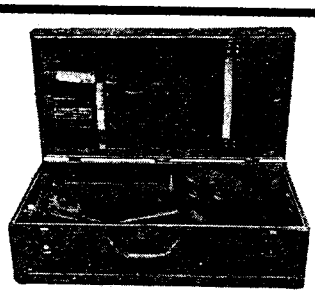
Pourquoi deux oscillateurs au lieu d'un seul avec commutation des quartz ? Simplement pour pouvoir installer le BFO dans un coin de l'appareil — voire même en hors-bord le long du panneau arrière du récepteur — sans avoir à se soucier du problème de la commutation. En effet, les cathodes étant découplées aux broches de la lampe par les condensateurs C_8 et C_{10}, il n'y a pas à se soucier de la longueur des connexions allant au commutateur que l'on peut installer à l'endroit qui convient le mieux. Ce commutateur, S, peut être du genre tumbler avec une position intermédiaire permettant de mettre le BFO hors service, les deux autres positions mettant en service l'une ou l'autre des triodes selon qu'on désire recevoir la bande latérale supérieure ou la bande latérale inférieure.

Les valeurs des éléments sont les suivantes : $R_1 = R_2 = 470$ k ; $R_3 = R_4 = 100$ k ; $R_5 = 150$ k ; $R_6 = 1$ k ; $C_1 = C_2 = 39$ pF ; $C_3 = C_4 = 15$ pF ; $C_5 = C_6 = 0{,}005$ µF ; $C_7 = 0{,}005$ µ ; $C_8 = C_9 = C_{10} = 0{,}01$ µF.

Nous ne saurions trop attirer l'attention de nos lecteurs sur ce montage qui marche à la perfection avec tous les quartz de fréquences basses et peut servir à bien d'autres usages. Il est notamment très intéressant pour la réalisation d'un calibrateur à cristal, ou d'une hétérodyne à fréquences fixes. On peut très bien ne garder que la moitié du montage et utiliser l'autre triode pour un autre usage, par exemple comme modulateur BF.

Restent à voir les fréquences des quartz Q_1 et Q_2. Etant donné que dans notre exemple nous avons accordé notre MF sur 455,555 kHz, nous pourrons d'abord essayer de prendre des quartz distants de 1,38 kHz de chaque côté de la MF, c'est-à-dire : 32,7 Mc = 454,138 kHz et 32,9 = 456,944 kHz. Ce sont sensiblement les valeurs utilisées par Collins, mais comme votre récepteur n'aura probablement pas une bande passante MF assez réduite, il vaudra sans doute mieux prendre un 24,5 Mc = 453,704 kHz et un 24,7 Mc = 457,407, soit un écart de 1,85 kHz de part et d'autre de la MF, ce qui n'est pas loin de la valeur moyenne que nous avions indiquée au début. Si votre récepteur a une bande passante encore trop large, vous pourrez essayer de prendre un 32,6 Mc = 452,777 kHz et un 33,0 Mc = 458,333 kHz, soit un écart de 2,76 kHz de part et d'autre de la MF.

Avec ce système, plus de difficulté lorsque des stations trafiquant en SSB décident subitement de changer de bande latérale pour éviter un QRM quelconque, ou lorsqu'il s'agit de vérifier la réjection de la bande latérale indésirable d'un correspondant. Et avec un tel BFO à quartz, vous serez surpris de l'amélioration du rendement de votre récepteur en SSB.



DETECTEUR AMERICAIN
« le vrai SCR625 »

Permet de situer exactement tout corps enfoui ou sous l'eau, ferreux et non ferreux - Détection signalée **jusqu'à 1 mètre de profondeur** (quelle que soit la nature du terrain) par un micro-ampèremètre et un résonateur avec casque (HS30 de préférence). Ce type d'appareil est particulièrement adapté pour les **recherches avant terrassement**, évite ainsi de rompre câbles et conduits. Permet de retrouver immédiatement les bouches d'eau enfouies ou désaffectées, suivre des canalisations, etc... L'appareil reconditionné comme neuf.

Prix avec piles **200,00**

MATS D'ANTENNE

Campbell (Canada), livrés avec sacoche cuir contenant : embases, haubans, piquets, marteau.

Mât de 10 mètres en 6 tronçons télescopiques ..... **120 F**

Mât de 6 mètres en 4 tronçons télescopiques ..... **100 F**

ANTENNES FOUET AN131A

Hauteur 3,20 m en 8 brins repliables **20 F**

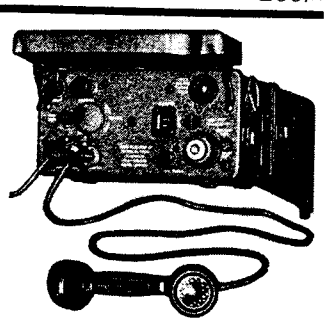
COMMUTATRICES

— **Electro Pullman**, entrée 6 V sortie 220 V 50 milli, filtré ..... **25 F**

— **Dynamotor DM 34 (USA)**, entrée 12 V, sortie 220 V - 80 milli, filtré .. **25 F**

EMETTEUR DE BORD BC 191 F

3 000 à 4 500 Kcs, classe A1 A3, sortie 2 x VT4C - Alimentation 24 V - Dimensions 55 x 55 x 22 cm ..... **300 F**



BC 1 000 A

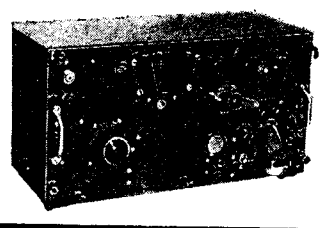
Emetteur-récepteur portatif à modulation de fréquence de 40 à 48 MHz, 18 lampes, puissance 2,5 W. Alimentation sur piles. Complet, en ordre de marche (poids : 8 kg). Sans piles ..... **300 F**
Piles sur commande.

Emetteur-récepteur de bord TRAP 1 A



bande aviation
116 à 126 Mc/s
Puiss. 500 milliwatts
NEUF
en état de marche
500 F

Emetteur-Récepteur à modulation d'amplitude (A3) permettant les communications **air-sol** en « alternat » et le téléphone de bord - Ensemble stabilisé par quartz, avec 3 canaux préréglés - Toutes les opérations de mise en marche, changement de fréquence, réglage de niveau B.F. ou téléphone sont effectuées par **télécommande** - Alimentation B.F. 24 volts - H.F. par convertisseur.
L'ensemble comprend : 1 émetteur-récepteur (360 x 163 x 155 mm) avec berceau de suspension souple - 1 convertisseur (213 x 155 x 93 mm) avec berceau de suspension souple - 1 boîte de commande (147 x 84 x 84 mm) - 2 casques dont un avec micro - Câbles souples de raccordement avec prises démontables - 1 pochette de dépannage 1er échelon (2 charbons B.T. - 2 charbons H.T. - 2 fusibles - 2 diodes et les tournevis spéciaux de réglage). Poids total 10 kg.



RÉCEPTEURS DE TRAFIC
made in U.S.A.

BC 342. Alimentation secteur 117 V - 1 500 Kcs à 18 Mcs en 8 bandes. En état de marche ..... **350 F**

BC 312. Mêmes récepteur mais avec alimentation batterie 12 V ..... **350 F**

LAG

Expéditions : Mandat à la commande ou contre remboursement. Exportation : 50 pour cent à la commande.
Métro : Bonne-Nouvelle, près des gares du Nord, de l'Est et de Saint-Lazare

28, rue d'Hauteville, PARIS-10e - TAI. 57-30 PARKING ASSURÉ
C.C.P. Paris 6741-70 . Ouvert toute la semaine de 9 h. à 12 h. et de 14 h. à 19 h. 30, sauf le lundi matin

convertisseur à quartz fonctionnant sur piles

Le convertisseur à une seule 1R5 de la figure 1 est idéal, pour recevoir en vacances les bandes amateurs des 40 et 80 m et la bande de radiodiffusion des 49 m, et cela sans commutation.

Pour recevoir avec une seule self à la fois la bande des 40 mètres et celle des 80 mètres, notre circuit oscillant d'entrée doit nous permettre de couvrir de 7 200 à 3 500 Kc. Au lieu de 7 200, prenons comme fréquence supérieure 7 600, de façon à pouvoir recevoir également les postes de broadcasting se trouvant dans ces parages, dont Radio Monte-Carlo. Un condensateur variable à faible résiduelle de 140 pF de capacité maximum (hammarlund HF-140) permet parfaitement de couvrir cette gamme, avec un bobinage L_2 de 42 spires jointives de fil émaillé 5/10 sur un mandrin de 12 mm de diamètre à noyau plongeur magnétique National XR-50.

Si nous remplaçons le condensateur variable à faible résiduelle par un modèle ordinaire en conservant le même bobinage, nous constatons que nous ne pouvons plus obtenir au minimum d'ouverture l'accord sur 7 600 Kc, ni même sur 7 000 Kc. Pour pouvoir s'accorder sur la bande des 40 mètres, il faudra retirer des spires au bobinage ; mais alors, pour atteindre la bande 80 mètres, il faudra une variation de capacité bien supérieure aux 140 pF convenant dans le premier cas. Elle pourra atteindre 250 pF ou même davantage. Dans ce cas le circuit oscillant ne sera pas fameux sur 80 mètres, le rapport self/capacité étant faible. La sensibilité sur cette bande en pâtira et la présélection sera mauvaise, ce qui aura pour résultat la réception de fréquences images ou, ce qui est encore plus grave, d'émissions sur la gamme moyenne fréquence ayant pu passer par les capacités internes de la lampe du convertisseur.

Tout ce qu'on peut honnêtement faire en ondes courtes est de donner les caractéristiques approximatives d'un bobinage, en précisant à l'amateur qu'il devra probablement enlever ou ajouter des spires expérimentalement. Ajoutons que plus on monte aux très hautes fréquences, plus les caractéristiques des selfs sont approximatives. Ayant récemment réalisé en suivant de très près les instructions d'un technicien fort compétent, un adaptateur pour la bande amateurs des 144 Mc, nous avons eu la surprise de constater que son circuit d'entrée résonnait sur la fréquence de Paris MF, soit 96 Mc !

Lorsqu'il s'agit, comme dans le cas présentement envisagé, d'un circuit d'accord d'entrée, intervient un autre élément d'imprécision : le couplage de l'antenne.

Tels bons auteurs vous diront sans rire que l'enroulement de couplage d'antenne (L_1 de notre schéma) doit comporter tant de spires, en négligeant délibérément le fait que les antennes des utilisateurs auront de toute évidence des impédances très variables. Vouloir coupler de la même façon un bout de fil trainant par terre ou une antenne long fil est une véritable hérésie.

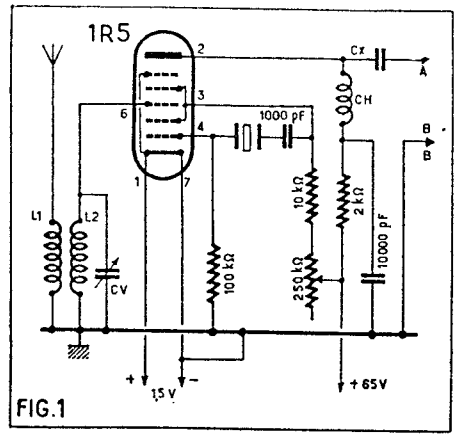


FIG.1

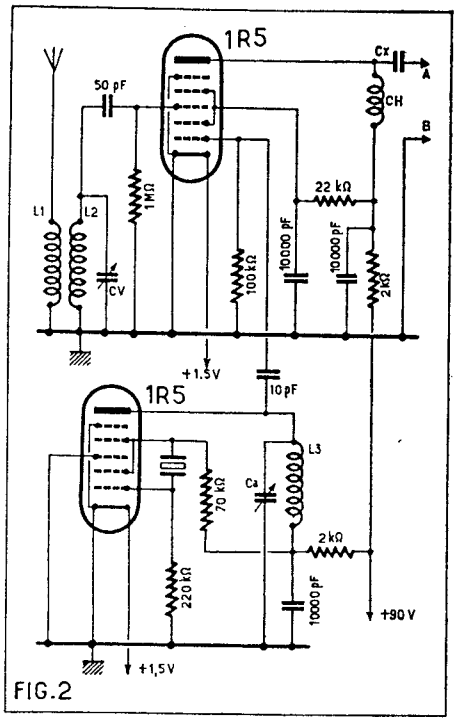


FIG.2

Il n'y a pas d'autre solution pour l'amateur que d'essayer divers nombres de spires de couplage, pour voir celui qui, avec son antenne particulière, donne les meilleurs résultats. Dans le cas qui nous intéresse, L_1 aura en moyenne 8 à 12 spires bobinées sur L_2 du côté de la masse, mais dans certains cas il y aura avantage à en mettre plus ou moins. *Un couplage d'antenne serré réduit le souffle et, partant, augmente la sensibilité utile, tandis qu'un couplage lâche augmente la présélection et contribue à éliminer les émissions indésirables dont la fréquence correspond à celle de la moyenne fréquence.* Entre les deux il faut trouver un compromis.

Disons encore que le couplage d'antenne introduit en parallèle sur L_2 une capacité non négligeable d'autant plus grande qu'il est plus serré, et qui s'ajoute pratiquement à la capacité résiduelle du condensateur variable. Une modification du bobinage d'antenne obligera donc à ajouter ou supprimer des spires au bobinage L_2 ou, ce qui revient au même, à visser ou dévisser son noyau magnétique s'il en comporte un.

Question bobinage mise à part, le convertisseur de la figure 1 est d'une simplicité difficilement égalable. Notez cependant la présence du potentiomètre de 250 000 Ω, monté en rhéostat en série avec la résistance de 10 000 Ω faisant office de self de choc dans le circuit d'alimentation de l'écran de la 1R5. Ce potentiomètre a une très grande utilité. En effet, comme la 6BE6, et peut-être plus encore, la 1R5, demande pour un bon fonctionnement une tension d'oscillation de valeur assez critique. Autrement le changement de fréquence s'opère dans de mauvaises conditions et la sensibilité baisse avec augmentation du souffle. Grâce au potentiomètre, on peut régler l'oscillation du cristal à la valeur optimum. On constate à l'usage que l'oscillation se produit encore avec une tension écran faible. Donc, en mettant en circuit la totalité ou presque des 250 000 Ω, on peut encore obtenir une réception, peut-être pas dans les meilleures conditions de sensibilité, mais permettant de réduire considérablement la consommation haute tension, ce qui présente un intérêt évident du point de vue de la durée des piles.

Puisque nous parlons de la consommation, signalons qu'il n'est pas indispensable que le récepteur, servant de moyenne fréquence variable derrière le convertisseur, soit un superhétérodyne. Des résultats fort intéressants sont possibles en utilisant en moyenne fréquence variable une simple détectrice à réaction. En faisant suivre une détectrice par la grille de deux étages basse fréquence, on obtient une amplification comparable ou même supérieure à celle d'un super à quatre lampes classique et *la consommation haute tension se trouve fortement réduite*, une détectrice par la grille ou une préamplificatrice basse fréquence à résistances consommant infiniment moins de haute tension qu'une changeuse, une haute fréquence ou une moyenne fréquence.

Le convertisseur à deux lampes 1R5 de la figure 2, de réalisation un peu plus compliquée que celle du premier, permet, grâce à l'oscillatrice séparée montée en pierce modifié avec multiplication de la fréquence fondamentale du quartz, la réception de gammes de fréquences plus élevées, par exemple les bandes amateurs des 14, 21 et 28 mégacycles, dans d'excellentes condition. Son principal défaut est d'accroitre la consommation haute et basse tension au détriment de la vie des piles.

D'aucuns ne manqueront pas de s'étonner de voir employer en oscillatrice une

pentagrille 1R5. C'est que cette lampe est de tous les tubes batteries celle avec laquelle on obtient le plus facilement l'entrée en oscillation d'un cristal. L'emploi avec le même montage d'une pentode, par exemple, 1T4, aurait été possible, mais l'oscillation aurait été moins sure. On notera que la broche 6 de la 1R5 oscillatrice, qui correspond à la grille servant dans les montages habituels de grille de commande de la partie modulatrice, est inutilisée et reliée à la masse et que la résistance entre grille oscillatrice et la masse fait 220 000 Ω et non 22 000, comme dans les schémas classiques. Le quartz est branché entre la grille 1 et l'écran sans interposition d'un condensateur. Etant donnée la faible haute tension, il n'y a en effet aucun avantage à prévoir une telle capacité en série.

Le circuit oscillant Ca-L_3 est accordé sur la fréquence multiple de la fondamentale du quartz que l'on désire utiliser.

Quant à la partie modulatrice du montage, elle ne présente aucune originalité. L'injection de l'oscillation s'effectue sur la première grille reliée par une petite capacité de 10 pF à la plaque de l'oscillatrice.

La self de choc Ch n'a pas une valeur critique. Par contre, la valeur du condensateur Cx devra être déterminée suivant les cas particuliers. Si la sortie A du condensateur attaque directement la grille de la première lampe du récepteur, Cx aura une valeur de 50 pF ou même moins. Si, au contraire, l'attaque se fait sur le primaire d'un circuit accordé à deux enroulements (Bourne), ou si un petit condensateur se trouve déjà dans le récepteur entre la prise d'antenne et le bobinage, Cx pourra avoir une valeur élevée.

Le fonctionnement de ce convertisseur ne diffère en rien de ceux de ses frères à lampes secteur qui a été étudié dans notre numéro d'avril dernier. Les quelques renseignements donnés et le schéma doivent être suffisants pour en permettre la réalisation par un amateur ayant déjà une certaine expérience des ondes courtes. Nous conseillons par contre à nos autres lecteurs de ne pas s'y attaquer avant de s'être fait la main sur les montages secteur précédemment décrits ou sur le convertisseur à piles simple décrit au commencement de cet article.

précisions complémentaires sur les moyennes fréquences 85 Kc du BC-453

Après avoir précédemment insisté sur les caractéristiques extérieures des trois transformateurs moyenne fréquence 85 Kc auxquels le BC-453 doit son extraordinaire sélectivité, examinons maintenant l'intérieur de leurs boîtiers (fig. 3). Aux quatre coins de l'embase, que la figure 4 présente vue de l'extérieur du boîtier, sont vissées perpendiculairement quatre colonnettes, dont deux seulement sont visibles, à droite et à gauche de la figure 3. A l'autre extrémité des colonnettes est fixée une plaquette isolante supportant les deux condensateurs fixes et les deux condensateurs ajustables à air.

Les deux enroulements du transformateur ne sont pas bobinés sur le même mandrin. L'enroulement plaque se trouve sur le mandrin inférieur visé au centre de l'embase, tandis que l'enroulement grille est solidaire d'une tige coulissant à l'intérieur du mandrin inférieur et de la plaque supérieure. C'est l'extrémité de cette tige qui émerge au sommet du boîtier et permet de modifier l'écartement entre les deux enroulements. L'écart entre les deux enroulements est de 9 mm, la tige étant enfoncée à fond, ce qui correspond au couplage maximum et partant à la sélectivité minimum. Il est de 15 mm en position sélectivité maximum, la tige étant tirée à fond hors du boîtier, un cliquet permet de maintenir le couplage dans ces deux positions.

Les bobinages sont des nids d'abeille de 11 mm de diamètre intérieur et 22 mm de diamètre extérieur. L'épaisseur de chaque bobine est de 7 mm. Il n'y a pas de noyau magnétique.

Nous donnons ces précisions, car elles donnent une utile base de comparaison aux amateurs désireux de réaliser eux-mêmes des moyennes fréquences de « Q fiver ». Rappelons que les bobinages doivent avoir une self suffisante pour pouvoir résonner sur 85 Kc avec en parallèle une capacité comprise entre 180 et 200 pF. Il faut évidemment, pour réaliser des bobines de dimensions aussi réduites, utiliser du fil assez fin. L'encombrement de fil de Litz serait prohibitif et, sur une fréquence aussi basse, son emploi ne s'impose pas.

La correspondance des douilles de l'embase (fig. 4) est la suivante : 1° Plaque ; 2° Haute tension ; 5° Grille ; 6° Masse ou CAV.

Alignement de la moyenne fréquence du BC-453

Le système de couplage variable des enroulements des bobinages moyenne fréquence permet de se passer d'un générateur haute fréquence Wobbule et d'un oscillographe pour aligner parfaitement la moyenne fréquence du BC-453, en obtenant la courbe de réponse à sommet étroit mais aplati et à pente raide idéale. La marche à suivre est la suivante :

1° Tirer vers le haut les tiges commandant le couplage des trois transfos MF (qui se trouvent ainsi en position sélectivité maximum).

2° Brancher une hétérodyne modulée accordée sur 85 Kc entre la masse et le téton du sommet de la 12K8, sans en déconnecter le clip.

3° Connecter un voltmètre alternatif entre les prises de casque ou haut-parleur.

4° Agir sur l'atténuateur de l'hétérodyne, pour amener à un chiffre rond la valeur de la tension lue sur le voltmètre, par exemple : 6 V.

5° Régler les ajustables du troisième transfo MF (précédant la détectrice), pour augmenter au maximum la tension lue.

6° Agir sur l'atténuateur de l'hétérodyne pour ramener la tension de sortie à la valeur initiale (6 V selon notre exemple).

7° Faire la même chose qu'au 5° et 6° pour le second, puis pour le premier transfo MF.

8° Fignoler les réglages des ajustables des transfos MF, dans le même ordre que précédemment (de la détectrice à la changeuse), pour tâcher d'obtenir la tension de sortie la plus élevée possible. On a ainsi un alignement parfait avec une courbe de sélectivité très pointue convenant à la réception de la télégraphie, mais impropre à celle de la téléphonie, les fréquences musicales étant coupées au-delà de 1 500 périodes.

Pour redonner aux moyennes fréquences leur effet de filtre de bande et aplatir le sommet de la courbe de sélectivité, il suffit de rendre à la première et à la troisième moyenne fréquence leur couplage maximum, en enfonçant les tiges émergeant de leurs boîtiers. La seconde moyenne fréquence doit rester en position de couplage minimum, en laissant la tige tirée vers le haut.

Nous croyons que cet article ne manquera pas d'intéresser les amateurs ne disposant pas de wobbulateur et d'oscilloscope.

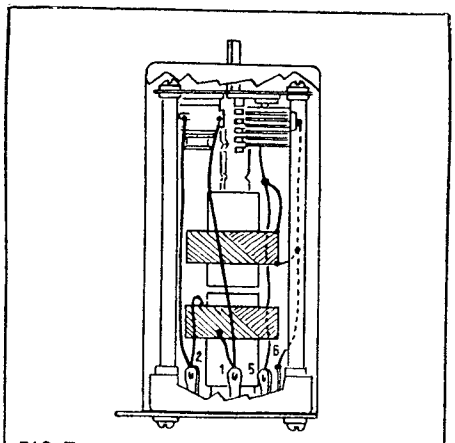


FIG. 3

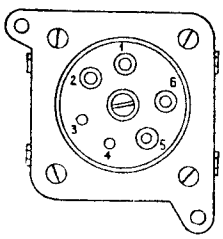


FIG. 4

inventaire surplus SCR-274 N et ARC 5

Détruisons tout d'abord une illusion très répandue, selon laquelle les Etats-Unis seraient le pays de la standardisation. L'inventaire de la production radioélectrique américaine de guerre montrera l'invraisemblable diversité des désignations d'appareils similaires ne différant les uns des autres que par de minimes points de détail.

L'esprit de corps n'a pas été étranger à cet état de choses. Chaque arme, utilisant un appareil également employé par les autres, lui a donné une désignation différente et a tenu à y apporter une modification pour qu'il lui soit bien propre.

« SCR-274 N » est la désignation donnée par l'armée à l'ensemble « Command Set » comprenant un ensemble de récepteurs et d'émetteurs interchangeables. La marine a utilisé un ensemble similaire qui porte la désignation AN-ARC 5.

Le tableau suivant montre la correspondance entre les appareils 274 N et ARC 5 :

Marine	Armée	Gamme couverte	Moyenne fréquence
R 23/ARC 5	BC-453	190-550 Kc	85 Kc
R 24/ARC 5	BC-946	520-1 500 Kc	239 Kc
R 25/ARC 5	BC-454	1,5-3 Mc	705 Kc
R 26/ARC 5	BC-455	3-6 Mc	1 415 Kc
R 27/ARC 5		6-9 Mc	2 830 Kc

Le R 25/ARC 5 n'a pas de correspondance dans la série 274 N. Par contre, les autres appareils sont pratiquement identiques dans les deux séries.

La seule différence est que les récepteurs ARC 5 utilisent en deuxième moyenne fréquence une 12SF7 au lieu d'une 12SK7 et que les prises sont d'un calibre différent.

filtres MF à quartz

Le filtre moyenne fréquence à quartz, connu depuis près de trente ans et qui a régulièrement équipé les récepteurs de trafic sérieux jusqu'à la dernière guerre, appartient maintenant aux vieilles lunes ? Peut-être, si on l'envisage sous sa forme primitive, mais certainement pas si on a recours à des montages plus modernes. Disons tout de suite que ces derniers nécessitent, non pas un, mais plusieurs quartz et que c'est là la raison qui leur fait perdre beaucoup de leur intérêt pour les constructeurs professionnels qui ne peuvent manifestement pas s'approvisionner aux surplus. Par contre, les revues spécialisées américaines sont pleines de montages de filtres MF réalisés par des amateurs utilisant jusqu'à une douzaine de quartz surplus FT-241 A. Les résultats obtenus sont, paraît-il, extraordinaires, mais la réalisation et la mise au point deviennent sensiblement plus compliquées que celles d'un second changement de fréquence sur une MF basse, et partant sélective (Q5'er). Il n'entre pas dans nos intentions, rassurez-vous, de décrire des systèmes aussi élaborés, des résultats tout à fait satisfaisants pouvant être obtenus en n'utilisant pas plus de quatre quartz surplus.

Il est assez curieux de constater (le courrier nous en a apporté maintes fois la preuve) que très nombreux sont les novices en radio qui sont au courant de la possibilité de « mettre un quartz dans la moyenne fréquence » de leur récepteur pour le rendre sélectif, sans toutefois se rendre nettement compte du pourquoi, du comment de la chose. Le problème qui nous est continuellement posé est sensiblement le suivant : « J'ai un récepteur qui n'est pas plus sélectif qu'une passoire, dont la moyenne fréquence est de tant de kilohertz. J'ai justement un quartz taillé pour cette fréquence. Indiquez-moi donc la façon de le monter en filtre MF ».

L'idée est certes séduisante. Pourquoi, en effet ajouter au poste une changeuse de fréquence et une chaîne moyenne fréquence supplémentaire, ce qui, faute de place, nécessite généralement un montage « hors-bord » encombrant et inesthétique, s'il suffit d'ajouter un caillou à l'intérieur de l'appareil pour obtenir le même résultat sans modifications appréciables ?

Les choses ne sont malheureusement pas si simples. Non seulement, ainsi que nous allons le voir plus loin, le filtre à un seul cristal, intéressant pour la réception de la télégraphie, donne de très mauvais résultats en téléphonie, mais aussi *il a le défaut de réduire considérablement l'amplification de la partie moyenne fréquence de l'appareil.* Si donc on monte un filtre à cristal sur un récepteur de sensibilité normale, on en fait une véritable « patate ». Pour lui rendre sa sensibilité d'origine, il faudra lui adjoindre un étage moyenne fréquence supplémentaire. C'est la raison pour laquelle sur les récepteurs de trafic équipés d'un filtre à cristal MF — par exemple, le BC-348 — on trouve trois étages d'amplification moyenne fréquence. Pour la même raison, il n'est pas possible de monter un tel filtre sur un récepteur n'ayant qu'un seul étage MF — comme le R-61 — sans lui adjoindre des étages MF supplémentaires.

On peut également compenser la perte de sensibilité apportée par le filtre en augmentant la préamplification basse fréquence, mais il y a alors de fortes probabilités pour que le bruit de fond du récepteur devienne gênant.

Sans présenter des difficultés insurmontables, l'adjonction d'un filtre à cristal à un récepteur est donc moins simple qu'on ne pourrait le penser a priori.

Avant de traiter le problème, il importe de se fixer le résultat que l'on veut obtenir. La figure 1 montre la courbe de sélectivité idéale d'un récepteur de trafic. Des explications s'imposent, croyons-nous, pour ceux de nos lecteurs qui sont fâchés avec les maths. Supposons par exemple que notre récepteur ait pour moyenne fréquence 455 KHz. Cette valeur correspond au point zéro de l'axe horizontal. On a alors + 2 = 457 KHz, + 4 = 459 KHz et + 6 = 461 KHz. De même, — 2 = 453 KHz, — 4 = 451 KHz et — 6 = 449 KHz. Cette courbe, d'allure sensiblement rectangulaire, dont le sommet aplati est rectiligne sur une largeur d'environ 3 KHz, signifie que, dans l'exemple envisagé, toutes les fréquences reçues entre 456,5 KHz et 453,5 KHz passeront de la même façon, sans subir d'atténuation. Par contre, les flancs, à peu près verticaux de la courbe montrent qu'au-delà de 456,5 KHz, et en-deça de 453,5 KHz, les signaux subiront une atténuation telle qu'ils seront pratiquement éliminés. On a donc une bande passante de l'ordre de 3 KHz.

On sait que pour recevoir à peu près convenablement une émission musicale de radiodiffusion, il faut une bande passante d'au moins 9 KHz et que cette bande passante devrait être sensiblement plus large pour avoir de la haute fidélité. Du point de vue musical, notre bande passante de 3 KHz serait manifestement une catastrophe. Mais nous envisageons le cas d'un poste de trafic où on ne demande que de pouvoir recevoir les émissions parlées avec une bonne intelligibilité. L'expérience montre qu'il est inutile d'avoir une bande passante de plus de 4 KHz pour obtenir ce résultat, et nombre d'opérateurs estiment pouvoir se contenter d'une bande passante sensiblement moins large.

Cette courbe rectangulaire, avons-nous dit, est une courbe idéale. En fait, on n'arrive pratiquement jamais à l'obtenir, mais c'est le but vers lequel on doit tendre.

La figure 2 représente la courbe de sélectivité du fameux BC-453, ce qui se fait de mieux dans ce domaine en n'utilisant en MF que des transformateurs accordés sans filtre à quartz. On voit immédiatement l'écart entre la théorie et la pratique. Le sommet de la courbe n'est plus une droite, mais une bosse, ce qui signifie qu'une fréquence s'écartant d'un kilohertz et demi de la MF subit une atténuation de 20 décibels. Cela se traduit par une atténuation très sensible des fréquences élevées de la modulation. La parole est pâteuse et on a l'impression que le correspondant parle dans un tonneau, ce qui affecte l'intelligibilité. En pratique, on arrive cependant à compenser dans une certaine mesure ce défaut en ne se réglant pas exactement sur la fréquence du correspondant, ce qui permet d'utiliser la totalité de la bande passante MF pour la réception d'une seule des bandes latérales de la porteuse.

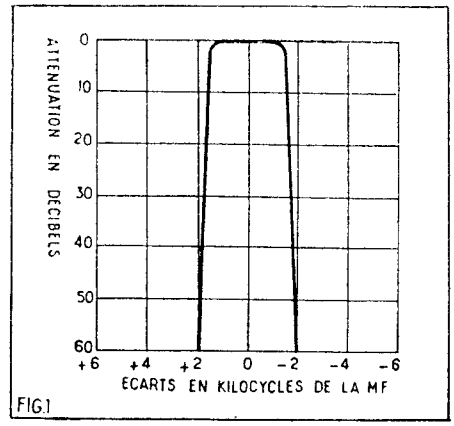


FIG.1

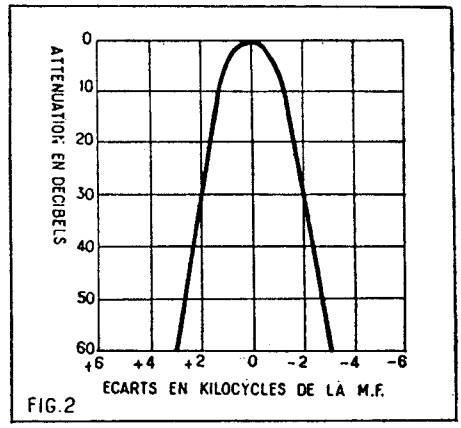


FIG.2

Après ces indispensables considérations préliminaires, voyons par quel procédé on peut utiliser un quartz pour réduire la bande passante d'un amplificateur moyenne fréquence.

Nous avons vu précédemment, lorsque nous avons traité des oscillateurs à cristal, qu'un quartz peut être assimilé, électriquement parlant, à un excellent circuit oscillant accordé sur une fréquence dépendant de la façon dont il a été taillé. Ce circuit pourrait être représenté sous la forme d'une self — ayant un coefficient de surtension extrêmement élevé, de l'ordre de 10 000 — en série avec une self et une résistance de très faibles valeurs. Ce circuit correspond à la résonance propre du cristal ou résonance-série. C'est cette résonance-série qui est utilisée pour la réalisation de filtres.

Si nous insérons un quartz dans la connexion reliant la sortie « chaude » du secondaire du premier transformateur MF d'un récepteur à la grille de commande de la lampe MF suivante, que va-t-il se passer ? Si la résonance-série du quartz correspond à la fréquence d'accord du transfo, par exemple 455 KHz, un signal de 455 KHz traversera le quartz sans subir d'atténuation sensible. Par contre, du fait du coefficient de surtension très élevé du quartz, l'impédance de ce dernier augmente très rapidement lorsque le signal reçu s'écarte de part et d'autre de la moyenne fréquence. Un tel signal subit de ce fait une atténuation croissante aboutissant vite à son élimination.

En pratique, cependant, les choses ne sont pas aussi simples. En effet, pour être utilisable, le quartz doit être placé dans un support dont les deux électrodes parallèle sur le circuit oscillant série dont nous teur dont le cristal formerait le diélectrique. Ce condensateur se trouve en parallèle surl e circuit oscillant série dont nous avons précédemment parlé. Il en résulte qu'en plus de sa résonance-série, le quartz a une résonance parallèle dont la fré-

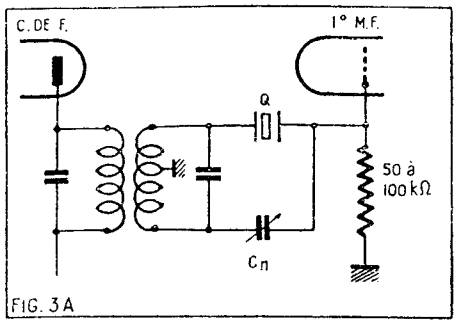


FIG. 3A

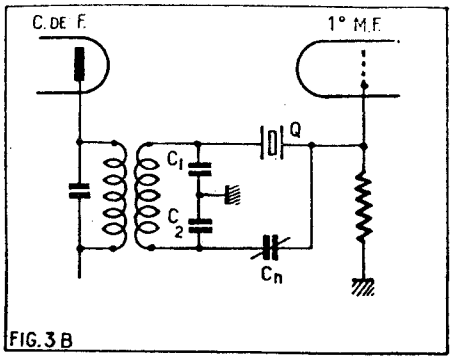


FIG. 3B

quence est plus élevée que celle de la première, dont elle diffère de 0,3 à 0,5 %.

C'est cette résonance-parallèle qui est utilisée lorsque le quartz est monté en oscillateur et c'est généralement celle qui est marquée sur le boîtier du quartz lorsqu'il s'agit de surplus. En pratique, lorsqu'on utilise des cristaux de la série FT-241 A, on peut considérer que la fréquence de résonance-série, qui est celle qui nous intéresse pour constituer un filtre MF, est plus basse d'un kilohertz et demi environ que la fréquence d'oscillation.

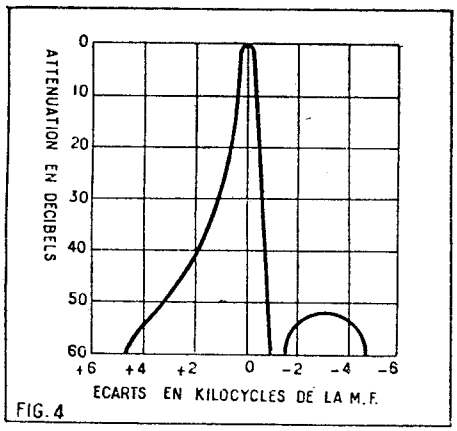


FIG. 4

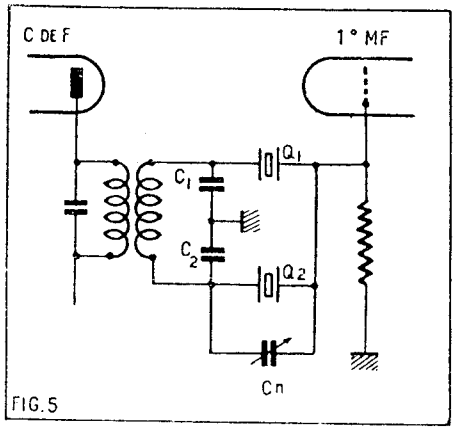


FIG. 5

La capacité constituée par les électrodes du support de quartz a également pour effet de rendre inopérant le système consistant à insérer purement et simplement le cristal dans la connexion de la grille de commande de la lampe MF sans rien modifier par ailleurs au montage. Pour que le quartz se comporte comme une barrière pour les fréquences autres que la MF, il faut en effet annuler l'effet de cette capacité sinon toutes les fréquences indésirables passeront à travers elle et le quartz n'agira pas.

La figure 3A montre le schéma classique employé pour arriver à ce résultat. On prélève une partie de la tension recueillie à la sortie du quartz (côté grille de la lampe) et effectue un report d'énergie sur l'entrée dans un sens s'opposant aux tensions transmises par la capacité du quartz qui se trouve ainsi compensée. Le petit condensateur « de phase » Cn permet de doser la compensation exacte (neutrodynage). Ce montage nécessite un transformateur MF dont l'enroulement secondaire soit à prise médiane. On peut employer pour cet usage un transformateur prévu pour attaquer une diode de détection possédant une telle prise. Une meilleure solution consiste à conserver le transformateur original et à faire une prise médiane capacitive (fig. 3B). Supposons que le secondaire ait été primitivement accordé par un condensateur de 100 pF, on enlèvera ce condensateur et le remplacera par deux capacités de 200 pF chacune en série (C_1, C_2). Ou mieux encore, on laissera une capacité de 75 pF en parallèle sur le secondaire et établira le diviseur capacitif avec deux condensateurs de 50 pF en série.

Le condensateur de phase Cn doit avoir une capacité résiduelle aussi réduite que possible et sa capacité maximum ne doit pas dépasser 10 pF.

La figure 4 montre la courbe de sélectivité obtenu avec un tel montage. On notera que le sommet de la courbe est pointu, donc impropre à la réception de la téléphonie, mais très favorable à celle de la télégraphie pour laquelle une bande passante d'une centaine de cycles est suffisante. Remarquer également que la courbe n'est pas symétrique et que l'un de ses flancs est à pente raide, une « crevasse » se produisant à un peu plus d'un kilohertz de la fréquence de résonance-série. Sur cette « fréquence de réjection », l'atténuation du signal est pratiquement infinie. Cela est dû à la résonance-parallèle dont nous avons parlé précédemment. Sur cette fréquence, le quartz se comporte en effet comme un circuit-bouchon extrêmement efficace. Le condensateur de phase permet de faire se déplacer la « crevasse ». Si la capacité de Cn est plus faible que celle du support de quartz, la réjection se produit du côté des fréquences les plus élevées, et dans le cas contraire, du côté des plus basses. On voit immédiatement l'utilité de la chose pour éliminer les brouilleurs.

Filtres pour la téléphonie

La courbe de sélectivité du filtre à un quartz de la figure 4 n'a qu'un point commun avec la courbe idéale de la figure 1 : son flanc presque vertical du côté de la réjection. En employant un second quartz dont la fréquence de réjection tombe du côté opposé, on doit obtenir un second flanc vertical et, si les fréquences des deux cristaux sont différentes, la bande passante doit être égale à la différence entre ces fréquences.

La figure 6 montre la courbe obtenue avec deux quartz dont les fréquences diffèrent de 4 KHz. Ce serait la courbe idéale s'il n'y avait pas ce creux prohibitif au sommet. En prenant des quartz de

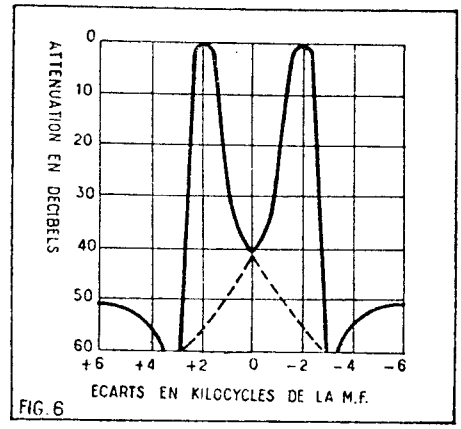


FIG. 6

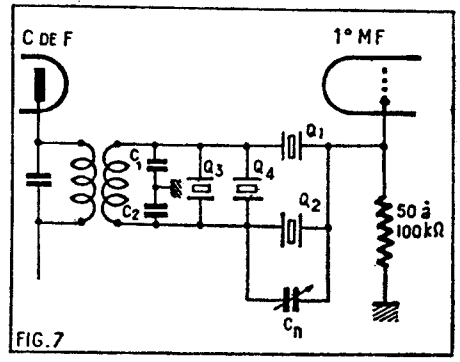


FIG. 7

fréquences plus rapprochées, on arrive à réduire ce creux à des proportions acceptables. Mais il faut se contenter d'une bande passante sensiblement plus étroite que les 4 KHz que nous nous étions fixés pour objectif.

Le montage employé (fig. 5) est identique à celui à un seul quartz de la figure 3B, à cette exception près qu'un second quartz est monté en parallèle sur le condensateur Cn qui doit avoir une valeur encore plus faible que dans le cas précédent (moins de 5 pF) et que l'on peut remplacer par deux bouts de fil à connexion que l'on torsadera plus ou moins pour trouver le réglage de la courbe, sont les plus réduites et les flancs de la courbe se rapprochent le plus de la verticale. Q_1 doit être le quartz ayant la fréquence la plus basse des deux.

Moyennant l'emploi de quatre quartz, enfin, et sans complication supplémentaire, il est possible d'obtenir une courbe de sélectivité à peu près idéale (largeur de bande de 4 KHz, flancs presque verticaux et creux au sommet n'apportant pas une atténuation de plus de 3 décibels (fig. 8).

Ainsi que le montre la figure 7, le montage ne diffère de celui à deux quartz que

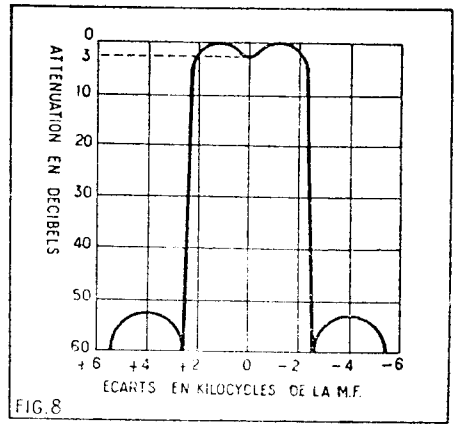


FIG. 8

par l'adjonction de deux quartz supplémentaires en parallèle sur le secondaire du transformateur MF.

Quels quartz employer ?

A ceux de nos lecteurs qui s'intéressent à la question depuis longtemps, les quartz de la série FT-241 A sont déjà familiers. Rappelons cependant, à l'intention des nouveaux venus que ces cailloux, un peu plus gros que les populaires FT-243 mais ayant le même brochage, étaient utilisés en oscillateurs sur les appareils américains BC-604 et BC-684. Grâce à une chaîne d'étages multiplicateurs, les fréquences d'oscillation de ces cristaux, comprises entre 370 et 540 KHz, se trouvaient converties en fréquences comprises entre 20 et 38,9 MHz. Ce sont ces fréquences élevées obtenues au bout de la chaîne multiplicatrice et non les fondamentales qui figurent sur les boîtiers de ces quartz. Pour connaître ces dernières, il faut donc convertir en kilohertz la fréquence portée en mégahertz puis la diviser par 54 pour ceux compris entre 20 et 27,9 MHz (série BC-604) et par 72 pour ceux compris entre 28 et 38,9 MHz. Pour éviter des calculs fastidieux, nous avons d'ailleurs publié une table de conversion (voir p. 45).

Dans l'une ou l'autre série, le boîtier porte, en plus de la fréquence en mégahertz, l'indication d'un « channel » numéroté. Par exemple : « 25,2 MHz - Channel 52 » ; « 25,3 MHz - Channel 53 » ; « 25,4 MHz - Channel 54 », etc., pour la série BC-604, et « 33,6 MHz - Channel 336 » ; « 33,7 MHz - Channel 337 » ; « 33,8 MHz - Channel 338 », etc., pour la série BC-684.

L'écart entre la fréquence fondamentale du quartz portant un certain numéro de « channel » et celle du quartz portant le numéro suivant n'est cependant pas le même dans les deux séries. Il est de 1,85 KHz dans la série BC-604 et de 1,38 KHz dans la série BC-684. Cela permet lorsqu'on réalise un filtre à plusieurs quartz d'en prendre un dans une série et un autre dans l'autre série pour avoir l'écart de fréquences le plus favorable.

Les possibilités étant innombrables, nous laissons au lecteur le soin de faire les calculs pour déterminer ce qui convient le mieux à son cas particulier (en fonction notamment des quartz dont il dispose ou qu'il peut se procurer.

Pour ce qui est du filtre à deux quartz de la figure 5, il est préférable d'utiliser des quartz de la série BC-604 dont les channels se suivent. Par exemple, pour une moyenne fréquence de 455 KHz on pourra prendre pour Q_1 un 24,6 MHz et pour Q_2 un 24,7 MHz, ou bien pour Q_1 un 24,7 MHz et pour Q_2 un 24,8 MHz.

Par contre, pour le filtre à quatre cristaux, les quartz de la série BC-684 sont recommandés. Toujours pour une MF de 455 KHz, on pourra prendre par exemple :

Q_1 = 32,8 MHz (455,55 KHz).
Q_2 = 33,0 MHz (458,33 KHz).
Q_3 = 32,7 MHz (454,13 KHz).
Q_4 = 33,1 MHz (459,72 KHz).

On peut prendre d'autres valeurs que celles indiquées à conditions de respecter les écarts de fréquence entre les différents quartz. Se rappeler que Q_3 doit être le channel le plus bas en fréquence, que Q_1 doit être le channel suivant immédiatement, qu'il convient ensuite de sauter un channel de façon que Q_2 soit le second channel après Q_1 et que Q_4 soit le channel après Q_2.

Si ces précautions sont respectées, vous serez enthousiasmés par ce filtre. La réalisation ne présente aucune difficulté. La seule chose délicate est l'alignement des transfos MF sur la fréquence centrale du filtre. Un oscillographe cathodique est pour cela d'un grand secours.

pas de quartz inutilisable avec l'oscillateur cristal

Bien des amateurs prévoyants se sont constitués des collections de quartz surplus au moment où on les trouvait encore en abondance et à très bon compte. Un tel assortiment de cristaux de fondamentales variées, donnant avec leurs harmoniques un certain nombre de fréquences étalons, rend d'inappréciables services, notamment lorsqu'il s'agit de doter d'une fréquence de battement fixe un convertisseur devant fonctionner devant un récepteur servant de moyenne fréquence variable. Dans un tel cas, on n'est pas tenu d'utiliser un quartz d'une fréquence précise, l'écart de quelques dizaines ou même centaines de kilocycles pouvant se rattraper sur le cadran du récepteur.

Il est cependant des cas où l'on aurait besoin d'une oscillation sur une fréquence exacte et où, bien entendu, on s'aperçoit qu'aucun des quartz que l'on possède, ou de leurs harmoniques, n'est susceptible de la fournir. Telle fut notamment notre pénible constatation lorsque nous avons récemment entrepris de doter un récepteur de FM d'un oscillateur piloté par quartz. Les MF standard étant accordées sur 10,5 MHz et l'émission parisienne sur 96,1 MHz, il nous fallait une fréquence cristal, soit de 96,1 + 10,7 = 106,8 MHz, soit de 96,1 — 10,7 = 85,4 MHz. Et, évidemment, aucun de nos cailloux ne donnait l'harmonique convenable ! Nous avons alors pensé au changement de fréquence, moyen bien connu de sortir des situations délicates en radio. S'il n'était pas possible de trouver dans notre collection un quartz dont une harmonique tombait pile sur la fréquence voulue, il n'y avait qu'à prendre deux quartz ! Au lieu d'un oscillateur, il fallait en prendre deux et les faire battre entre eux. En effet, dans la quasi totalité des cas, la résultante d'un tel battement n'est en relation harmonique avec ni l'une ni l'autre des fréquences des oscillateurs. Le principe est celui exposé dans l'article commençant en page 99 à propos du VFO-hétérodyne. La seule différence est qu'au lieu d'avoir un oscillateur à accord fixe et un oscillateur à fréquence variable, dans ce cas les deux oscillateurs sont fixes.

Restait à trouver un moyen simple de produire les deux oscillations et leur mélange. La figure 1 montre la solution, d'une incroyable facilité, obtenue avec une seule double-triode. Chacun des éléments triode est monté en oscillateur Pierce. Le mélange s'opère automatiquement à l'intérieur de la lampe et les fréquences de battement sont recueillies sur les cathodes. Si la lampe n'est pas du type à cathode commune aux deux triodes, il convient de relier les cathodes entre elles. Une résistance R_6, insérée entre cathode et masse fournit la charge nécessaire.

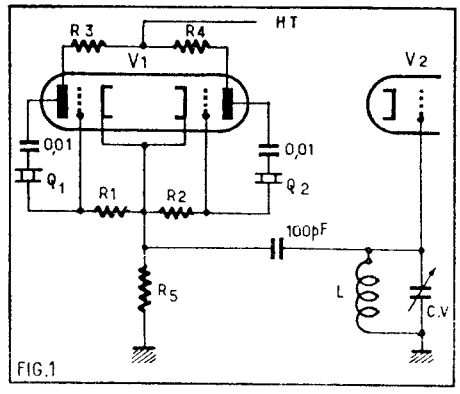


FIG.1

A titre indicatif nous avons utilisé une 12AU7 avec les valeurs de résistances suivantes :

$R_1 = R_2 = 50$ k.
$R_3 = R_4 = 10$ k.
$R_5 = 7{,}5$ k.

Ces valeurs ne sont d'ailleurs pas critiques et pourraient probablement convenir pour les autres types de double-triodes (6J6, 12AT7, 12AX7, etc.).

Sur la cathode commune, avons-nous dit, on recueille *les fréquences de battement*. En effet, on y trouvera aussi bien la somme que la différence des fréquences d'oscillation de chacune des triodes, sans parler des fréquences fondamentales des deux quartz, soit au total quatre fréquences dont l'une seulement est celle que l'on désire utiliser. Et chacune de ces oscillations est naturellement chargée d'harmoniques ! Une sélection simpose donc qu'opère le circuit oscillant L, CV. Evidemment, un filtre de bande accordé sur la fréquence choisie et des circuits-bouchon bloquant les fréquences indésirables seraient le fin du fin, mais la simplicité du montage et de son utilisation serait perdue. En fait, un seul circuit oscillant suffit si l'on veille à ce que les fréquences des cristaux et leurs harmoniques ne tombent pas trop près de la fréquence d'utilisation.

Voyons maintenant les extraordinaires possibilités du montage. Supposons que vous disposiez de quatre quartz de fréquences A, B, C et D. Vous obtiendrez avec eux les fréquences de battement suivantes : A + B ; A — B ; A + C ; A — C ; A + B ; A — D ; B + C ; B — C ; B + D ; B — D ; C + D et C — D. Soit douze fréquences de battement s'ajoutant aux quatre fréquences fondamentales des quartz. Donc, au total, seize fréquences pour quatre quartz.

En faisant le même calcul avec des nombres différents de quartz vous pourrez constater que *les possibilités de ces derniers sont élevées au carré.*

Maintenant, il ne faut pas oublier que l'on peut amplifier les harmoniques des fréquences de battement aussi bien que celles des fondamentales des cristaux. Supposons arbitrairement que le nombre d'harmoniques utilisables d'un quartz soit de dix. Si vous avez dix quartz, ils vous donneront donc normalement cent fréquences (fondamentales et harmoniques).

Avec notre montage hétérodyne, ces mêmes quartz fourniront mille fréquences.

Les fréquences qu'il est ainsi possible d'obtenir sont si nombreuses que nous ne saurions trop engager ceux de nos lecteurs

(*Suite page* 58.)

les convertisseurs RF-24 - RF-25 RF-26 - RF-27

S'il existe une grande quantité d'appareils surplus présentant un intérêt pour certaines catégories d'amateurs, il est, par contre, fort rare de pouvoir dire à l'ensemble de ceux qui nous lisent : voilà une occasion exceptionnelle que vous regretterez amèrement par la suite si vous tardez à la saisir. C'est pourtant ce que nous faisons sans la moindre hésitation, à propos des blocs HF « RF Units 24, 25, 26 et 27 » des surplus britanniques, qui séparément, se prêtent à tant d'usages qu'aucun amateur de radio ne devrait s'en passser.

Avant de voir les différences entre les quatre modèles, examinons d'abord leurs caractéristiques communes.

Chacun de ces blocs renferme dans un petit coffret-tiroir parfaitement blindé de 11 cm de large sur 21 cm de long et 15 cm de haut, un excellent convertisseur se composant d'un étage HF accordé et d'un changement de fréquence par deux tubes avec sortie sur une moyenne fréquence de 8 MHz. Nos lecteurs savent que nous avons toujours considéré le double changement de fréquence comme la seule solution valable, non seulement pour l'utilisation des récepteurs des surplus, mais aussi pour la réception des ondes courtes en général. Lorsque nous avons pour la première fois exposé ce point de vue, certains pseudo-techniciens routiniers ont poussé les hauts cris et affirmé que le double changement de fréquence apportait du souffle et toutes sortes d'interférences. Le fait que depuis lors tous les grands constructeurs de récepteurs de trafic professionnels ont adopté le double changement de fréquence montre assez ce que valaient ces allégations. Il est encore parfois assez piquant d'entendre certains tenants de cette théorie périmée déclarer, après avoir dénoncé les défauts supposés de la double conversion, qu'ils avaient monté un convertisseur pour recevoir les bandes VHF. Pourtant, s'il est une gamme sur laquelle il est indispensable de supprimer souffle et interférences, c'est bien sur VHF !

Nous avons assez longuement traité des différents problèmes posés par le premier changement de fréquence (ou convertisseur) pour n'avoir pas à y revenir. Il est cependant quelques points que nous n'avions peut-être pas assez soulignés et dont la non-observation explique les résultats parfois décevants obtenus par certains réalisateurs de ces convertisseurs.

Tout d'abord, il est à peu près indispensable de monter devant le premier changement de fréquence un étage haute fréquence accordé. L'utilité d'un tel étage n'est pas la même que sur un simple changeur de fréquence. Sur ce dernier type d'appareil, il sert surtout à apporter une présélection éliminant autant que possible les fréquences images gênantes avec une moyenne fréquence assez basse. Par contre, sur un double changeur de fréquence où, par suite d'une première MF élevée, les fréquences images ne sont pas à craindre, l'étage HF a une toute autre fonction, également importante : apporter une présélection empêchant la réception de signaux de fréquence correspondant à celle de la première MF. Autrement dit, si le premier changement de fréquence est opéré par un convertisseur branché devant un récepteur dont les circuits HF servent de première MF, il y a risque de voir ce récepteur capter des signaux correspondant à son accord, du fait de son couplage à l'antenne à travers les capacités parasites du convertisseur (même si le récepteur, le convertisseur et leur câble de liaison HF sont parfaitement blindés). L'étage HF accordé élimine cet inconvénient majeur, sauf si l'accord du récepteur correspond à la fréquence d'une émission voisine très puissante. Si l'oscillateur du convertisseur est à fréquence variable et la première MF fixe, on prendra évidemment cette dernière de fréquence telle qu'elle ne corresponde à aucune émission puisante. Cependant, l'embouteillage des ondes courtes est devenu tel qu'une fréquence libre à un certain moment ne l'est plus à un autre. On peut alors décaler l'accord du récepteur servant de MF, mais, ce faisant, on détruit l'étalonnage du convertisseur.

Avec un convertisseur à oscillateur fixe et accord par variation de la première MF (réception à la 75-A), système qui a notre préférence, il faut trouver non plus une seule fréquence libre de toute émission très puissante, mais toute une gamme de fréquences libres d'étendue égale à celle de la bande à recevoir. Cependant, si une émission indésirable arrive à passer à travers le convertisseur, elle n'est gênante, avec ce système, que sur une seule fréquence de réception et non sur les autres.

De toute façon, avec un convertisseur de l'un ou l'autre type comportant un étage HF accordé, on peut pratiquement éliminer les réceptions en direct gênantes si la réalisation est soignée.

Une précaution importante que l'on a trop souvent tendance à émettre en se disant que la masse du convertisseur est reliée à celle du récepteur par le neutre de leur alimentation commune ou par la gaine du câble de liaison HF, consiste à relier les deux châssis par un gros conducteur aussi court que possible. Cette précaution donne très souvent des résultats

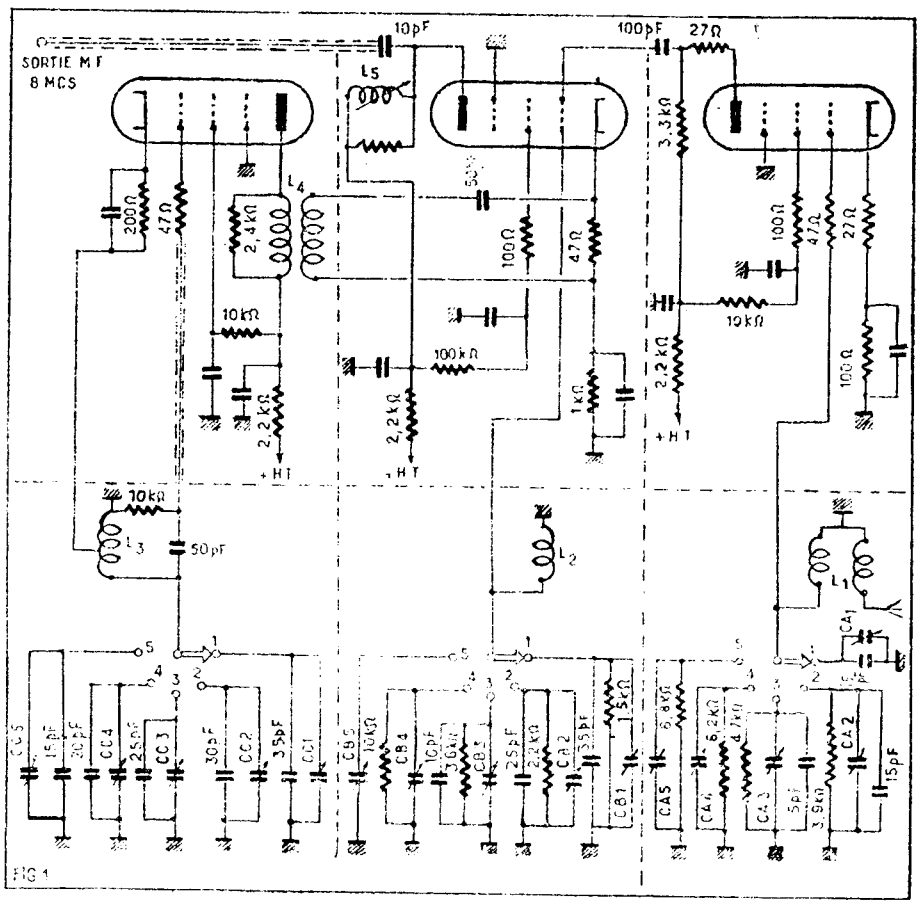


FIG 1

surprenants et suffit dans bien des cas à faire disparaître les réceptions en direct.

L'expérience montre d'autre part qu'*il y a avantage à coupler l'antenne très lâchement au circuit accordé d'entrée du convertisseur.* La réduction du couplage contribue en effet efficacement à empêcher les signaux indésirables de parvenir au récepteur.

Enfin, dans les cas, fort rares, où toutes ces mesures ne suffisent pas, un (ou plusieurs) circuits bouchons en série entre l'arrivée de l'aérien et la prise d'antenne du convertisseur permettent d'éliminer radicalement les gêneurs.

Pour ce qui est du souffle, la recette est beaucoup plus simple : la lampe haute fréquence du convertisseur doit travailler au maximum de rendement mais le gain des étages qui suivent doit être réduit de façon à ce que le signal arrivant à la seconde changeuse de fréquence ne soit pas trop puissant. C'est en effet *la surmodulation de la seconde mélangeuse qui crée le souffle,* lorsque souffle il y a. Certains amateurs commettent donc une parfaite hérésie lorsque, croyant arranger les choses, ils intercalent un étage d'amplification entre le premier changement de fréquence et le second. D'ailleurs, l'examen des appareils commerciaux modernes à double conversion montre que les constructeurs se gardent bien de commettre cette erreur et montent le second changement de fréquence immédiatement derrière le premier avec un simple transfo MF de liaison.

Fort bien, direz-vous, mais lorsqu'on opère un double changement de fréquence en branchant un convertisseur devant un récepteur de trafic, cette condition n'est jamais remplie, car ce dernier possède toujours un étage haute fréquence qui s'intercale obligatoirement entre les deux conversions. Le remède consiste à avoir une commande séparée de la sensibilité de cette lampe — par exemple un rhéostat dans son circuit cathodique — afin de pouvoir la brider jusqu'au point où cesse la saturation du changement de fréquence qui la suit. Une telle commande existe sur certains récepteurs de trafic et, sur les autres, elle n'est pas compliquée à installer.

En s'inspirant du petit mémento qui précède, la réalisation d'un convertisseur irréprochable est à la portée de l'amateur. Cependant, les difficultés de réalisation mécanique ainsi que de commutation et d'accord des bobinages font reculer plus d'un. Il n'est pourtant pas besoin d'écouter longtemps les conversations sur la bande des 40 mètres pour se rendre compte combien les récepteurs de trafic utilisés par les amateurs laissent à désirer. Bons, ou même excellents, sur 80 et 40 mètres, ils voient généralement leur rendement baisser lamentablement à partir de 20 mètres ; et beaucoup ne descendent guère au-delà. Est-il besoin de rappeler que la plupart des récepteurs de trafic d'origine surplus ne montent pas en fréquence au-delà de 18 MHz ? Cela prive les possesseurs de ces appareils des plaisirs du trafic sur les bandes si intéressantes des 21 et 28 MHz. Le meilleur remède consiste évidemment à utiliser en moyenne fréquence variable le récepteur de trafic fonctionnant sur l'une des gammes où son fonctionnement est satisfaisant en le faisant précéder d'un convertisseur. Mais beaucoup d'amateurs n'ont ni le temps, ni le courage d'entreprendre la réalisation de ce dernier. Certains, suffisamment argentés, achètent un convertisseur commercial, mais les autres, dont le budget radio est très limité, reculent devant la dépense assez élevée. Heureusement pour eux, il y a les « RF Units » des surplus !

Ces excellents petits appareils, qui se prêtent d'ailleurs à de multiples autres utilisations, ainsi que nous allons le voir ultérieurement, constituaient la « tête HF » d'un récepteur de radio-navigation, le R-1355, se composant essentiellement d'une cascade d'étages moyenne fréquence *à bande très large,* accordés sur 8 MHz, et d'un ampli vidéo attaquant l'indicateur à tube cathodique VCR 97 « Indicator Unit 62-A ». Donc, cet appareil s'apparentait assez aux récepteurs de TV ou de FM, mais nullement à un récepteur de trafic.

Ce qu'il faut retenir de ceci est que l'appareil devait nécessairement avoir une bande passante très large, et que cette condition s'appliquait, non seulement à l'ampli MF, mais aussi à la partie HF se trouvant dans les tiroirs convertisseurs qui nous intéressent.

Ces convertisseurs sont prévus pour recevoir avec une MF de 8 MHz une gamme s'étendant de 20 à 85 MHz. Ce sont :

Le RF-24, couvrant de 20 à 30 MHz ;
Le RF-25, couvrant de 30 à 45 MHz ;
Le RF-26, couvrant de 45 à 65 MHz ;
Le RF-27, couvrant de 65 à 85 MHz.

Pour passer d'une gamme à l'autre, on introduisait dans le R-1355 le tiroir correspondant, le branchement électrique se faisant par une prise Jones placée à l'arrière de chacun d'eux.

Cependant, si tous les tiroirs ont, naturellement, les mêmes dimensions, leur conception est différente.

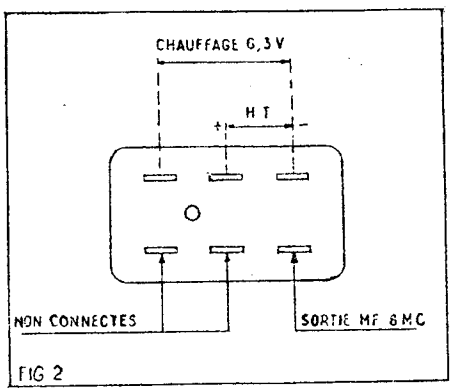


FIG 2

Le RF-24 et le RF-25 sont équipés d'un excellent contacteur à trois circuits et cinq positions permettant l'accord sur cinq « channels » préréglés dans les limites de la gamme couverte par chacun d'eux. Il n'y a pas commutation des trois bobinages d'accord antenne, accord mélangeuse et oscillateur, mais mise en parallèle sur chacune de ces selfs de petits ajustables cloche, genre Philips (15 au total) selon les positions du contacteur.

Par contre, le RF-26 et le RF-27 ne comportent pas de contacteur, ce dernier étant remplacé par un petit condensateur variable à trois étages de 75 pF permettant un accord continu sur toute la gamme.

Parmi ces quatre appareils, deux sont particulièrement intéressants : le RF-24 et le RF-25, car ils sont utilisables tels quels ou avec de très légères modifications. Les deux autres ne le sont guère moins, car tous sont très faciles à transformer.

Le RF 24, convertisseur idéal pour la réception « à la 75 A » des bandes 14, 21 et 28 MHz

L'un de nos excellents confrères, généralement mieux inspiré, écrivait récemment : « Les blocs RF-24 et RF-25 étant en accord fixe ne présentent pas grand intérêt. » Or, c'est justement cet accord fixe qui fait toute leur valeur. Les bobinages HF ainsi que la self MF étant en effet à large bande, on peut faire varier la moyenne fréquence dans de larges proportions sans avoir à retoucher leur accord. Le RF-24 est vraiment un convertisseur idéal pour la réception à la 75-A des bandes amateurs des 21 et 28 MHz, et cela sans aucune modification. Nous avons fait nos essais en le branchant devant un BC-455 (récepteur couvrant une bande de 6 à 9 MHz) modifié comme nous l'avons indiqué. Nul doute que n'importe quel autre récepteur fonctionnant convenablement sur une gamme équivalente ne donne d'aussi bons résultats. Les stations sortaient comme des locales sur 21 et sur 28 MHz, alors que certains amateurs voisins, manifestement mal équipés, assuraient que ces bandes étaient bouchées !

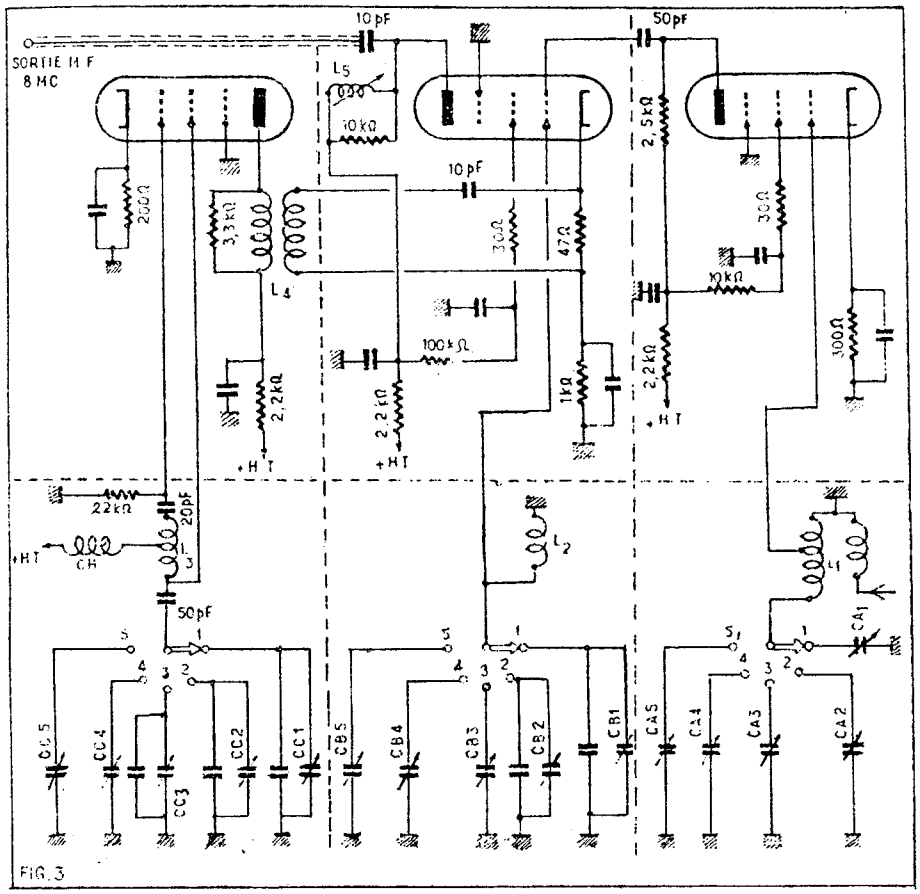
La figure 2 montre les connexions d'alimentation à effectuer sur la prise Jones du convertisseur. Ces tensions peuvent être prélevées sur le récepteur de trafic devant lequel il est utilisé, si elle est largement calculée. Cela risque cependant de n'être pas le cas, car les trois VR65 qui équipent le convertisseur consomment chacune 600 millis au chauffage. Rien n'empêche alors de prendre un petit transfo de chauffage 6,3 V × 2 A pour alimenter les filaments et de prélever la seule haute tension sur le récepteur. Cette haute tension ne doit, en principe, pas excéder 200 V. Les lampes pourraient encaisser davantage sans grand dommage car elles sont d'une robustesse à toute épreuve. Cependant, cela présente l'inconvénient d'augmenter l'échauffement et, partant, les risques de dérive de l'oscillateur. Nous avons obtenu un fonctionnement parfait avec une tension de 150 V.

La broche sortie MF doit être reliée directement à la prise antenne du récepteur par un bout de câble coaxial dont la gaine sera connectée à la masse du convertisseur et à celle du récepteur. Ce dernier étant accordé aux alentours de 8 MHz, la bande 21 MHz se trouve sans difficulté en agissant sur les ajustables, le contacteur étant sur la position 1 ou la position 2. De même, la bande 28 MHz se trouve sur le contacteur étant sur la position 5.

Notez que l'oscillateur local du convertisseur est prévu pour que son accord soit d'une fréquence supérieure de 8 HMz à celle du signal à recevoir. Il en résulte qu'à une augmentation de la fréquence lue sur le cadran du récepteur correspondra une diminution de la fréquence effectivement reçue grâce au convertisseur. Supposons, par exemple, que vous avez réglé les ajustables de ce dernier de façon à ce que la fréquence 21 MHz corresponde à celle de 8 MHz lue sur le cadran du récepteur. Vous trouverez la fréquence 21 200 sur la graduation 7 900 kHz, 21 200 sur celle de 7 800 kHz, etc. Ce petit inconvénient n'est pas grave. Rien n'empêche d'ailleurs de mettre des condensateurs fixes en parallèle sur les ajustables de l'oscillateur pour que ce dernier soit accordé sur une fréquence inférieure de 8 MHz à celle du milieu de la gamme désirée, auquel cas l'augmentation des fréquences lues et reçues s'effectuera dans le même sens.

Le schéma du RF-24 (fig. 1) est assez explicite pour ne pas nécessiter de grands commentaires. Nous avons pris soin d'y faire figurer les cloisonnements du châssis de l'appareil et de représenter chaque élément à l'intérieur du blindage où il se trouve réellement, de sorte qu'il s'apparente fortement à un plan de câblage.

Les trois lampes utilisées sont des pentodes à forte pente VR65 dont nous publions le brochage et les caractéristiques. Avec des tubes aussi nerveux, des précautions s'imposaient, pour éviter les risques d'accrochage. C'est pourquoi on trouve des résistances de faibles valeurs, destinées à bloquer les vel-



léités d'entrée en oscillation, intercalées entre certaines électrodes et les circuits y aboutissant. La lampe HF est particulièrement bridée de cette façon, de telles résistances de blocage se trouvant à la fois à sa cathode, à sa grille de commande, à sa grille-écran et à sa plaque. Le procédé est à retenir pour les utilisateurs de pentodes à forte pente auxquelles il n'est pas encore familier.

On notera encore que le contacteur met en parallèle sur L_1 et L_2 non seulement des condensateurs, mais aussi des résistances. L'action conjuguée de ces dernières et de la résistance d'entrée des VR65 — d'autant plus faible que la fréquence d'accord est plus élevée — amortit les circuits oscillants de façon à leur donner la largeur de bande passante voulue.

L'amortissement de la self 12, dans le circuit grille de la mélangeuse, est encore volontairement accentué par le fait que la résistance tenant lieu de self d'arrêt dans le circuit plaque de la lampe haute fréquence est de faible valeur (3 300 Ω), alors que celle du condensateur de liaison entre étages (100 pF) est relativement élevée.

Le changement de fréquence s'opère par injection de l'oscillation locale — produite par un ECO tout à fait classique — dans la cathode de la mélangeuse, au moyen du transfo de couplage L_4 que des résistances en parallèle sur ses enroulements rendent sensiblement apériodique sur l'étendue de la gamme couverte.

L'accord de L_6, la self de charge du circuit plaque de la mélangeuse, est assez flou, du fait de la présence de la résistance d'amortissement de 10 000 Ω. L'ampli MF suivant le convertisseur peut donc voir son accord s'écarter sensiblement de la fréquence théorique de 8 MHz sans qu'apparaisse une baisse de sensibilité. On peut, d'autre part, faire varier l'accord de L_6 de plus de 1 MHz en plus ou en moins, en agissant sur le noyau magnétique de la self.

Le RF-24, avons-nous dit, permet de recevoir la bande 28 MHz sur la position 5 du contacteur et la bande 21 MHz à la fois sur la position 1 et la position 2, cela sans apporter la moindre modification à l'appareil. *Comme il est inutile de recevoir la même bande sur deux positions, nous avons utilisé la position* 1 *pour la réception de la bande* 14 *MHz.* Cela a été obtenu très simplement en ajoutant un condensateur de 50 pF en parallèle sur l'ajustable Cc 1 du circuit oscillateur, un condensateur de 120 pF en parallèle sur l'ajustable Cb 1 du circuit mélangeuse et un condensateur de 60 pF en parallèle sur l'ajustable Ca 1 du circuit d'accord antenne. Pour effectuer aisément les soudures nécessaires à ces adjonctions, le mieux est de retirer les lampes et de dévisser les écrous qui retiennent les ajustables de l'autre côté de la paroi verticale. On peut ainsi réaliser facilement un travail propre. Nous avons profité de cette opération pour supprimer la résistance d'amortissement de 1 500 Ω en parallèle sur Cb 1 qui ne s'impose pas, étant donnée la largeur réduite de la bande 14 MHz.

Le RF-24 fournit ainsi très simplement un convertisseur pour les trois bandes amateurs décamétriques les plus élevées en fréquences qui n'a rien à envier aux meilleures réalisations commerciales... et présente l'avantage d'être dix fois moins onéreux. Les deux positions inutilisées du contacteur peuvent en outre être accordées pour la réception de deux gammes de radiodiffusion comprises entre 14 et 30 MHz.

Comment transformer les RF 25 et RF 24

Comme il est probable que les stocks de RF-24 seront rapidement épuisés, nous donnons (fig. 3) le schéma de principe du RF-25 sur lequel les amateurs auront toujours la ressource de se rabattre.

Tel quel, le RF-25 offre deux possibilités : réception des spoutniks sur 40 MHz et des émissions de télévision effectuées aux alentours de cette fréquence (par exemple Caen-Mont Pinson). Ces possibilités n'intéresseront probablement qu'un nombre restreint d'amateurs. Pour les autres, il est tout indiqué de transformer le RF-25 en RF-24, ce qui n'implique que la modification des bobinages et des valeurs de résistances et condensateurs, les deux types d'appareils étant mécaniquement identiques et électriquement fort voisins. Le travail est facile en se reportant aux schémas des figures 1 et 3.

Le plus délicat est de remplacer les bobinages du RF-25 par d'autres identiques à ceux du RF-24. Voici donc les caractéristiques de ces derniers :

L_1 : sur mandrin de 12,5 mm de section circulaire ;

Secondaires : 14 spires 1/2 espacées en fil nu 10/10 sur une longueur d'enroulement de 29 mm ;

Primaire : 3 spires de fil émaillé bobinées entre les spires les plus proches de la masse de l'enroulement accordé.

L_7 : même mandrin, même fil ; 3 spires 1/2, longueur d'enroulement 15 mm.

L_8 : sur mandrin stéatite à section carrée (identique à ceux des bobinages du RF-25) ; 4 spires 1/2, fil étamé 10/10, longueur d'enroulement 12 mm. Prise de cathode à une spire et demie de l'extrémité à la masse.

Le RF-25 diffère en outre du 24 par les points suivants :

Etage HF

Pas de résistance de blocage de 27 Ω dans la cathode. Résistance de polarisation de 300 Ω au lieu de 100. Pas de résistance de blocage de 47 Ω dans la grille de commande. Pour réduire l'amortissement, la grille de commande de la lampe HF n'est pas reliée au sommet de L_1 mais est *piquée* sur une prise intermédiaire. La résistance de blocage dans la grille-écran est de 30 Ω au lieu de 100. Pas de résistance de blocage de 27 Ω dans la plaque de la HF. La résistance qui tient lieu de self d'arrêt dans le circuit plaque est de 2 500 Ω au lieu de 3 300. La capacité de couplage de la HF à la mélangeuse est de 50 pF au lieu de 100. Pas de résistance d'amortissement ou de condensateurs fixes en parallèle sur les ajustables.

Etage mixer

Le condensateur de liaison de la cathode au transfo d'injection L_4 est de 10 pF au lieu de 50 pF. La résistance de blocage dans l'écran est de 30 Ω au lieu de 100. Condensateurs et résistances d'amortissement en parallèle sur les ajustables différents.

Etage oscillateur

C'est un Hartley au lieu d'un ECO. La résistance de cathode va directement à la masse. La grille-écran tient lieu de plaque-triode. La résistance de fuite de grille de commande est de 22 kΩ au lieu de 10 kΩ et le condensateur de couplage de cette grille au circuit oscillant est de 20 pF au lieu de 50 pF. L_3 est branchée entre ce condensateur et l'écran. La haute tension arrive à travers une self de choc. Un condensateur de 50 pF isole du point de vue continu le commutateur de la haute tension. La résistance en shunt sur l'enroulement de L_4 se trouvant dans le circuit plaque est de 3 300 Ω au lieu de 2 400 Ω.

Tous les éléments étant parfaitement accessibles, toutes les petites modifications à effectuer sont presque aussi longues à énumérer qu'à faire, et le jeu en vaut largement la chandelle.

le R114 convertisseur à quartz idéal pour le 146MHz

Des lecteurs nous demandent s'il y avait des appareils surplus, analogues aux fameux RF-24 ou RF-27, permettant la réception sans peine des amateurs sur la bande des 144 MHz. En vérité on trouve à foison sur le marché des surplus une infinité d'appareils VHF mais, même lorsque des revendeurs n'hésitent pas à les qualifier de « récepteurs de grand trafic », ce sont pour la plupart des « veaux » propres à décourager à tout jamais leur acquéreur de la réception d'amateur sur ondes très courtes. On peut ranger ces récepteurs en deux catégories. Tout d'abord, ceux à accord variable prévus pour couvrir de larges gammes de fréquences. Ce sont de loin les moins nombreux. Le plus courant en même temps que l'un des moins mauvais est le Sadir R-87 HS, couvrant de 100 à 180 MHz en une seule gamme et offrant donc la possibilité théorique de recevoir le trafic aviation de 118 à 120 MHz et le trafic amateur de 144 à 146 MHz. Malheureusement, malgré toutes les précautions prises par le constructeur — les étages HF et oscillateur sont montés en symétrique — le fait de couvrir une plage aussi étendue de fréquences entraine l'utilisation de capacités d'accord élevées par rapport à la self des bobinages. Le rapport signal/souffle et donc la sensibilité utile en souffrent, d'autant plus que la sélectivité apportée par les deux étages MF accordés sur 3 150 kHz n'est forcément pas bien grande. On pourrait améliorer les choses en recourant à un second changement de fréquence transformant le signal 3 150 kHz en une MF beaucoup plus basse, mais alors l'accroissement de sélectivité, s'il rend plus favorable le rapport signal/souffle, rend également insupportable la dérive du premier oscillateur local. Et puis, il y a le vice rédhibitoire de l'insuffisance de démultiplication qui rend acrobatique la recherche et le repérage des stations. En fait, la plupart des amateurs ayant fait leurs débuts en VHF avec ce récepteur ont été amenés à le transformer de façon telle qu'ils n'ont pas laissé subsister grand-chose du montage d'origine. C'est pourquoi nous estimons que les prix qu'en demandent les revendeurs sont encore beaucoup trop élevés. De toute façon, nous n'étonnerons aucun de nos fidèles lecteurs en affirmant que, plus encore qu'en ondes décamétriques, l'utilisation d'un premier oscillateur local piloté par cristal est une nécessité si l'on veut obtenir de bons résultats en ondes métriques.

La seconde catégorie, dans laquelle entre la grande majorité des récepteurs surplus VHF, est celle des appareils ne fonctionnant que sur une ou plusieurs fréquences préréglées, déterminées par des oscillateurs à quartz. En fait, plutôt que de fréquences fixes, il faut parler de canaux — en anglais « channels » — car ces appareils ont à peu près tous des bandes passantes MF extrêmement larges permettant la réception d'émissions dont la fréquence diffère de quelques dizaines de kilohertz de la fréquence nominale du « channel » de réception. Pour obtenir des bandes passantes aussi larges, ces appareils utilisent des amplificateurs intermédiaires accordés sur des MF élevées : 6 900 kHz pour le R-28/ARC-5, le BC-733 et le R-122/ARN-12 ; 9 720 kHz pour le Sadir R-297, le TR-1986, le TR-1143 et le TR-1920 ; 10 000 kHz pour

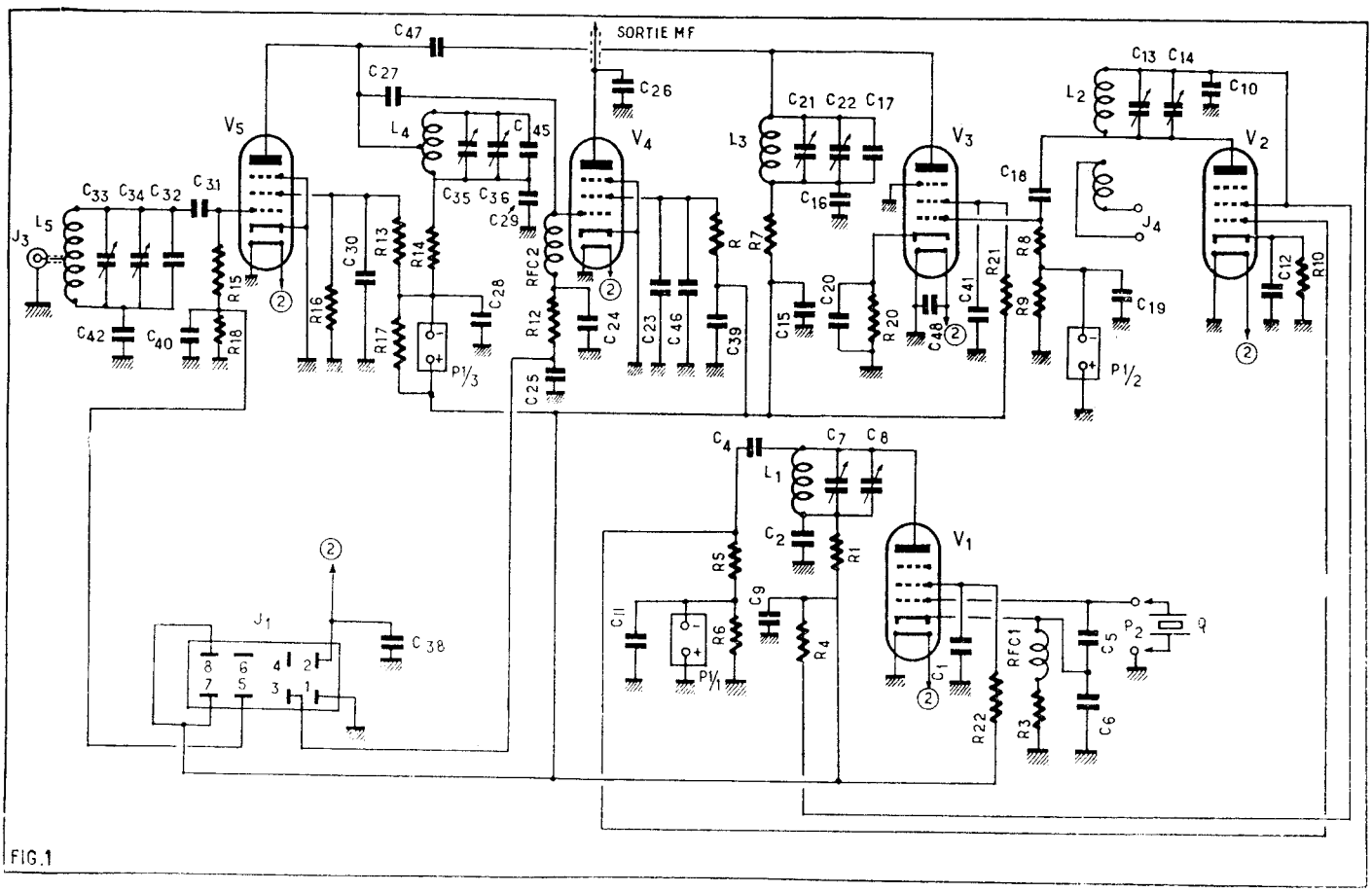


FIG.1

l'ARC-4 ; 12 000 kHz pour le BC-654, etc. Inutile de dire si avec de telles moyennes fréquences « passoires » le rapport signal/souffle et la sensibilité utile laissent à désirer. La seule conversion logique de tels appareils consiste à ne conserver du montage que sa partie HF et changement de fréquence — y compris l'oscillateur local à cristal et ses étages multiplicateurs de fréquence — et à faire table rase de tout le reste. Autrement dit, à considérer tout ce qui précède le premier transfo MF comme un convertisseur à cristal et à faire attaquer par la sortie du transfo MF un récepteur de trafic tenant lieu de moyenne fréquence variable permettant de balayer la bande désirée et apportant la sélectivité indispensable. Si l'on considère le problème de cette façon, il est bien évident que ces appareils perdent beaucoup de leur valeur marchande. C'est sans doute pourquoi la plupart des auteurs qui, à ce jour, ont traité de leur conversion, tant dans la presse française que dans la presse étrangère, ont commis la parfaite hérésie de remplacer l'oscillateur local à cristal de ces appareils par un auto-oscillateur. Bien entendu, ça marche, et avec des bandes passantes MF aussi larges la dérive de l'auto-oscillateur ne se remarque pas trop. Mais l'appareil ainsi massacré est bon pour tout ce que l'on veut sauf pour assurer un trafic d'amateur convenable en VHF. Il faut ajouter que le fait de considérer ces récepteurs surplus comme de simples convertisseurs à cristal, s'il améliore considérablement les choses, n'est pas toujours une solution bien fameuse. En effet, la partie HF de nombre de ces appareils laisse aussi souvent à désirer : emploi de types de lampes périmés manquant de sensibilité et introduisant du souffle, circuits accordés trop amortis, etc. S'il faut encore se livrer à de la grande chirurgie sur les étages d'entrée, il ne reste plus grand-chose d'utilisable du récepteur d'origine. Et, pour finalement obtenir un convertisseur qui aurait pu être réalisé sur une boîte de sardines, on se trouve à la tête d'un grand bazar. C'est pourquoi nous tirerions radicalement un trait sur tous ces appareils s'il n'y avait pas l'exception qui confirme la règle.

Le bloc fonctionnel R-114 du TR-1986

De même que les tiroirs convertisseurs du R-1355, cet oiseau rare est anglais et faisait partie du transceiver VHF TR-1986 prévu pour émettre et recevoir sur dix « channels » déterminés par quartz entre 124,5 et 156 MHz. Rappelons qu'un transceiver est un émetteur-récepteur dont certains éléments servent également en émission et en réception. Dans le cas du TR-1986, le modulateur de l'émetteur sert en même temps d'ampli BF du récepteur et l'oscillateur local à cristal de ce dernier sert également de pilote à l'émetteur. L'ensemble TR-1986 ne présente en lui-même pas grand intérêt pour l'amateur. L'ampli MF de sa partie réception, qui est accordé sur 9 720 kHz, a en effet une bande passante de 23 kHz. Fort heureusement, cet ensemble a été réalisé par l'assemblage de blocs fonctionnels dont l'un

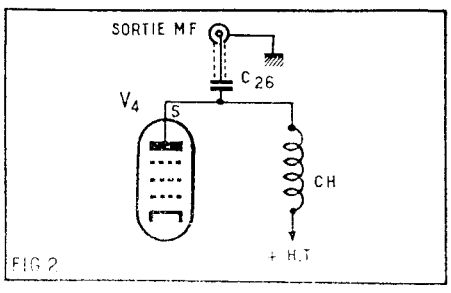


FIG 2

constitue un magnifique convertisseur à cristal pour la bande 144 moyennant d'insignifiantes modifications. Cet élément porte la désignation « Receiver unit type 114 » ou plus simplement R-114. Citons pour mémoire les autres blocs fonctionnels de l'ensemble : bloc émetteur « transmitter unit type 81 » ; bloc MF « IF amplifier unit type 476 » et bloc modulateur « modulator unit type 105 ». L'ensemble comprenait également une commutatrice 24 V « rotary unit type 3 » et une boîte de commande permettant la sélection des dix « channels » appelée « control unit type 382 ».

Le R-114 est un convertisseur à cristal à cinq tubes, de conception moderne et extrêmement compact. La figure 1 en donne le schéma, les désignations des éléments étant celles d'origine. Deux types de lampes sont utilisés : V_1 et V_2 sont des pentodes de puissance BF de type EL91, tandis que V_3, V_4 et V_5 sont des pentodes HF de type EF91. La EL91 est également connue sous les désignations suivantes : 6AM5, 7D9, N77 et M8082. De même la EF91 se trouve aussi sous les dénominations 6AM6, PM07, SP6, Z77, 6F12, M8083, HP6 et CV138. Les brochages de ces lampes étant différents de ceux que l'on a l'habitude de rencontrer avec les lampes miniatures usuelles, nous avons fait figurer les numéros des broches sur le schéma. Examinons ce dernier en commençant par l'oscillateur local. Le quartz doit être branché entre les broches de la prise P_2. La première transformation à effectuer consiste donc à souder un support de quartz à ces deux broches. La lampe V_1 est montée en oscillateur à quartz à réaction cathodique. L'harmonique 3 de la fondamentale du cristal est recueillie sur sa plaque. V_2 triple cette fréquence de sorte que l'on trouve sur sa plaque l'harmonique 9 de la fondamentale. Enfin V_3 double cet H9 de sorte que l'on obtient sur sa plaque une multiplication par 18 de la fréquence fondamentale du cristal, qui est injectée par le petit condensateur C_{47} sur la grille de commande de la mélangeuse V_4. Supposons que nous voulions recevoir le milieu de la bande 144 MHz, c'est-à-dire 145 000 kHz, le récepteur suivant le convertisseur étant accordé sur ce qui était primitivement la MF du TR-1986, soit 9 720 kHz. 140 000 — 9 720 = 135 280. La fréquence fixe d'oscillation locale doit donc être de 135 280 kHz. Pour déterminer la fréquence fondamentale du quartz à utiliser, il convient de diviser ce chiffre par 18, ce qui nous donne un quartz de 7 515 kHz et des poussières, valeur n'existant pas parmi les quartz FT-243 que l'on trouve couramment aux surplus. Rien n'oblige heureusement à prendre un quartz ayant exactement cette valeur. On peut même s'en écarter très sensiblement sans inconvénient. Une valeur facile à trouver est 7 525 kHz. Cette valeur multipliée par 18 nous donne une fréquence d'injection de 145 450 kHz. Elle nous permettra donc de recevoir la bande 144 MHz en balayant avec le récepteur suivant le convertisseur une bande de fréquences allant de 144 000 — 135 450 = 8 500 kHz à 146 000 — 135 450 = 10 550 kHz. La gamme de certains récepteurs, tel le BC-455, n'allant pas au-delà de 9 MHz, leurs possesseurs pourraient être tentés de prendre, par exemple, un cristal de 7 625 kHz leur permettant de recevoir la bande 144 en balayant sur leur récepteur de 6 750 kHz à 8 750 kHz. Malheureusement cela n'est pas recommandable pour deux raisons : d'abord, parce que la fréquence fondamentale du cristal tombera dans la gamme MF couverte, ce qui produira un blocage sur une fréquence de la bande 144 ; d'autre part, il n'est pas recommandé d'englober dans la gamme MF la partie de la bande des 40 m où se trouvent des émetteurs de radiodiffusion puissants que l'on risque de recevoir directement sur le récepteur. Une bonne valeur courante de quartz FT-243 est celle de 7 575 kHz qui permet de recevoir la bande 144 en faisant varier la MF de 7 650 à 9 650 kHz. C'est la valeur limite évitant à la fois que la fondamentale du quartz tombe dans la gamme MF et que cette dernière comprenne la partie de la bande 40 m où se trouvent les stations de radiodiffusion. Evidemment, si l'on dispose d'un récepteur ne montant pas au-delà de 9 MHz, cela fait perdre les 650 kHz de la partie supérieure de la bande 144. Une solution qui vaut ce qu'elle vaut consiste à changer de quartz et à remplacer le quartz 7 575 kHz par un 7 625 kHz pour recevoir le haut de la bande.

Voyons maintenant la partie HF du convertisseur. L'antenne arrive à la prise J_3. Comme il s'agit d'une prise anglaise peu courante, on pourra la remplacer par une prise coaxiale normale qu'il pourra être avantageux de monter à l'arrière du châssis. L'antenne attaque une prise du bobinage L_5 accordé par le condensateur variable C_{33}, le trimmer C_{34} et le condensateur fixe C_{32}. On remarquera que la résistance de fuite de grille de la lampe HF (V_5) et celle de la mélangeuse V_4 aboutissent respectivement aux broches 5 et 3 de la prise multiple d'alimentation J_1. Les cathodes de ces lampes sont en effet à la masse et il convient d'appliquer une tension de polarisation sur les grilles. P 1/3 est une prise de test permettant de mesurer les variations de courant plaque et écran de V_5 lors des opérations d'alignement. La plaque de V_5 est chargée par le circuit oscillant formé de la self L_4 accordée par le condensateur variable C_{35}, le trimmer C_{36} et le condensateur fixe C_{45}. La liaison à la grille de la mélangeuse V_4 s'effectue par le condensateur C_{27}. Une self d'arrêt VHF est intercalée entre la grille et la résistance de fuite R_{12}. On remarquera sur le schéma que la plaque de V_4 n'est pas alimentée. En effet, le bout de câble coaxial qui aboutit à la broche 5 correspondant à la plaque de cette lampe allait normalement au premier transfo MF situé sur le bloc ampli moyenne fréquence. C_{26}, disposé entre la broche 5 et la masse, servait à l'accord du primaire de ce transfo MF. Il convient de rétablir la charge de plaque de V_4. Cela peut se faire très simplement en soudant une self d'arrêt genre R100 entre la broche 5 et la haute tension. Couper le bout de coaxial au ras de la broche 5. Couper de la masse la sortie de C_{26} qui y est reliée et la souder au conducteur central du bout de coaxial primitif. L'autre extrémité de ce bout de câble sera soudée à une prise coaxiale à laquelle pourra se brancher un autre câble blindé allant à l'entrée du récepteur appelé à servir de MF variable. La figure 2 montre cette modification très simple. CH est la self d'arrêt.

Venons-en à la question de l'alimentation du convertisseur. Son branchement s'effectue à la prise Jones J_1. Comme il est fort peu vraisemblable que vous mettiez la main sur la prise femelle correspondante — il s'agit en effet d'un modèle miniature peu courant même dans son pays d'origine — vous pourrez soit souder les fils d'arrivée d'alimentation aux broches de cette prise, soit remplacer la prise par une autre de modèle plus courant. La broche 1 correspond à la masse, point commun au négatif de la haute tension, à l'un des pôles du chauffage et au positif de la tension de polarisation. L'autre pôle du chauffage 6,3 V va à la broche 2. A la broche 3 il faut appliquer la tension de polarisation de la mélangeuse, soit — 3 V. La broche 4

n'est pas connectée. La broche 5 reçoit la tension de polarisation de la lampe HF, soit — 1,5 V. La broche 6 n'est pas connectée. Les broches 7 et 8, reliées entre elles, reçoivent la haute tension dont la valeur n'a rien de critique. Il ne faut cependant pas dépasser 250 V. Dans ce cas la consommation du convertisseur est d'environ 30 µF. La consommation chauffage est de 1,2 A sous 6,3 V. Les tensions de polarisation peuvent facilement être obtenues avec deux piles torches de 1,5 V. On pourrait d'ailleurs se dispenser d'appliquer une polarisation extérieure à la lampe HF, le courant grille dans sa résistance de fuite de grille devant lui assurer une polarisation suffisante. Pour la mélangeuse, on pourrait éviter la pile de polarisation en insérant entre sa cathode et la masse une résistance d'environ 3 000 Ω shuntée par un petit condensateur de l'ordre de 300 pF, mais évidemment c'est assez délicat, ce convertisseur étant très compact.

Mise au point du R-114

Brancher l'antenne taillée pour la bande 144 MHz à la prise J_3. Mettre un quartz de valeur convenable sur le support de P_3. Relier la prise de sortie MF à l'entrée du récepteur devant servir de MF. Mettre ce dernier ainsi que le convertisseur sous tension. En accordant le récepteur sur la fréquence fondamentale du cristal on doit entendre un fort souffle indiquant que l'oscillateur à quartz fonctionne.

Nous avions omis jusqu'ici de préciser que l'accord de L_1, L_2, L_3, L_4 et L_5 s'effectue par un bloc de cinq condensateurs variables en ligne. Engager les lames mobiles de ce bloc de CV environ au tiers de leur course et régler les trimmers équipant chacune des cages de ce bloc de CV à mi-capacité. Supposons que le quartz employé ait une fondamentale de 7 525 kHz. Comme V_1 doit tripler cette fréquence son circuit plaque L_2, C_7, C_8 doit être accordé sur 22 575 kHz. Accorder sur cette fréquence le récepteur devant servir de MF variable, s'il peut la recevoir, ou un autre dans le cas contraire. Agir sur le bloc de CV du convertisseur de façon à obtenir l'intensité maximum de réception de cet harmonique sur le récepteur. A partir de ce moment, ne plus toucher aux CV du convertisseur. Accorder le récepteur servant de MF sur la fréquence devant correspondre à la réception du milieu de la bande 2 m, c'est-à-dire 145 MHz. Nous avons vu qu'avec le quartz 7 525 kHz, la fréquence 145 MHz doit être reçue, le récepteur étant accordé sur 9 500 kHz. Nous réglons donc le récepteur sur cette fréquence. Il n'y a plus qu'à régler successivement les trimmers en commençant par C_8, qui est le plus proche du devant de l'appareil, de façon à obtenir le maximum de bruit de fond dans le récepteur, ou le maximum de renforcement des parasites d'allumage des automobiles si vous habitez près d'une rue passagère ; en principe, les voitures sont antiparasitées, mais celles qui ne le sont pas ou qui le sont mal sont encore fort nombreuses. Ceci fait, il n'y a plus qu'à s'armer de patience en balayant inlassablement la portion du cadran du récepteur permettant de couvrir de 144 à 146 MHz. Dans l'exemple du quartz 7 525 kHz, cette portion est comprise entre 8 500 kHz et 10 500 kHz. Si vous habitez une agglomération importante, vous n'aurez probablement pas trop longtemps à attendre avant de recevoir une station locale. A partir de ce moment, vous êtes sauvé. Vous profiterez de cette émission pour fignoler le réglage des trimmers, et à partir de ce moment il n'y a plus de difficulté. Si vous habitez le bled, il vous faudra beaucoup plus de persévérance. Il est recommandable dans ce cas de chercher à emprunter à un technicien un générateur HF montant à 144 MHz pour effectuer les réglages. Les prises de test P 1/1, P 1/2 et P 1/3 se trouvant à l'arrière du convertisseur peuvent faciliter le travail pour peu qu'on dispose d'un contrôleur universel. On utilise ce dernier en milliampèremètres sur l'une de ses positions de sensibilité maximum. Le brancher d'abord sur P 1/1, suivant la polarité indiquée, et agir sur l'ajustable C_8 pour obtenir sa déviation maximum, puis procéder de même avec P 1/2 et C_{14}. Brancher ensuite le générateur HF accordé sur 145 MHz à la prise d'antenne J_3. Bien entendu, il faut que le récepteur soit accordé sur la fréquence moyenne correspondant à la réception de 145 kHz avec le quartz employé. C_{34} et C_{36} sont alors réglés de façon à obtenir le maximum de réception du signal dans le récepteur. La prise P 1/3 ne présente guère d'utilité pour de tels réglages qui se font plus facilement à l'oreille.

Le matériel composant le R-114 est de toute première qualité et les lampes EF91 sont parmi les meilleures pentodes utilisables en VHF. Le convertisseur a une excellente sensibilité et un souffle réduit. C'est véritablement l'appareil idéal pour populariser le trafic sur VHF. Le R-114 se trouve à profusion chez les revendeurs de surplus britanniques qui le vendent, équipé de ses lampes, à des prix de l'ordre de 20 F. Il est encore rare en France mais ne tardera vraisemblablement pas à y faire son apparition, comme le firent avant lui les RF-24, 25, 26 et 27 après avoir fait les beaux jours des amateurs britanniques. Les surplus intéressants ne courent pas les rues et c'en est un à ne pas laisser passer.

Valeurs des éléments du R-114

C_1, C_2, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{19}, C_{20}, C_{38}, C_{48} : 1 500 pF.
C_6 : 0,01 µF.
C_4 : 100 pF.
C_5 : 12 pF.
C_6 : 47 pF.
C_7, C_{18}, C_{21}, C_{33}, C_{35} : CV cinq cages.
C_8 : trimmer à air de l'oscillateur-tripleur.
C_{14} : trimmer à air de l'étage tripleur.
C_{34} : trimmer à air de l'étage HF.
C_{36} : trimmer à air de l'étage mélangeur.
C_{15}, C_{16}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{28}, C_{29}, C_{30}, C_{39}, C_{40}, C_{41} : 220 pF.
C_{17}, C_{32}, C_{45} : 1,5 pF.
C_{18}, C_{44} : 8,2 pF.
C_{22} : trimmer à air de l'étage doubleur.
C_{26} : 65 pF.
C_{27} : 39 pF.
C_{31} : 10 pF.
C_{42} : 33 pF.
C_{47} : 5,6 pF.
V_1, V_2 : EL91.
V_3, V_4, V_5 : EF91.
RFC_1 : self d'arrêt HF.
RFC_2 : self d'arrêt VHF.
J_4 : prise à deux broches servant à prélever un signal de fréquence correspondant à 9 fois celle du quartz en vue du pilotage de la partie émission du TR-1986. N'a pas d'utilité pour l'emploi du convertisseur.
R_1 : 12 kΩ.
R_2, R_{16} : 68 kΩ.
R_3 : 2,2 kΩ.
R_4 : 6,8 kΩ.
R_5, R_{11}, R_{13}, R_{21} : 47 kΩ.
R_6, R_7, R_9 : 1 kΩ.
R_8 : 33 kΩ.
R_{10} : 3,3 kΩ.
R_{12}, R_{18} : 100 kΩ.
R_{14} : 10 kΩ.
R_{15} : 1 MΩ.
R_{17} : 8,2 Ω.
R_{20} : 150 Ω.

pas de quartz inutilisables

(suite de la page 52)

qui disposent d'un assortiment de cailloux à dresser des tableaux des fréquences de battement que chacun d'eux offre associé à chacun des autres, par addition ou soustraction. C'est long et fastidieux, mais le résultat en vaut la peine. Vous serez ainsi surpris de constater qu'un assortiment de quartz dont aucun ne tombe dans les bandes amateurs donne un nombre surprenant de fréquences de battement comprises dans ces bandes et utilisables, non seulement à des fins d'étalonnage, mais aussi pour piloter un émetteur.

Le montage de la figure 1 n'est pratiquement pas plus compliqué que celui d'un simple oscillateur cristal. Il suffit d'ailleurs de retirer l'un des quartz pour qu'il fonctionne normalement sur la fondamentale de celui qui reste. Ceux qui le réaliseront seront certainement enthousiasmés en découvrant les multiples services qu'il peut rendre. Nous leur conseillons d'étalonner soigneusement en fréquences le cadran du CV et de prévoir une commutation de plusieurs selfs L de façon à couvrir toute l'étendue des fréquences de battement permises par leurs cristaux.

Transformation du montage en VFO-hétérodyne

Ce pilote cristal hétérodyne peut très simplement servir de VFO-hétérodyne. Il suffit, ainsi que le montre la figure 2, de brancher un circuit oscillant à fréquence variable à la place de l'un des quartz. Le classique Colpitts, que nous avons figuré, se prête particulièrement bien à cette adaptation et, comme l'utilisation ne se fait pas sur sa fréquence d'oscillation,

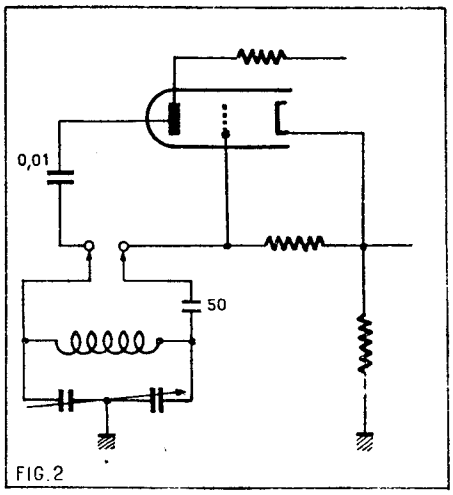


FIG. 2

il vous surprendra par sa stabilité pour peu que vous utilisiez comme il se doit une capacité d'accord importante. Un classique CV à deux cages de récepteur de radiodiffusion fera parfaitement l'affaire. La self oscillatrice sera calculée de façon à ce que l'accord sur la fréquence requise soit obtenu avec les lames du CV engagées à plus de la moitié de leur course.

le BC 728 renferme un matériel hors pair

Parmi les appareils surplus en vente sur le marché parisien, deux ont particulièrement retenu notre attention : les récepteurs BC-728 et EZ-6. A vrai dire, il y a quelque temps déjà que le BC-728 se trouve facilement à Paris. Malheureusement, il s'agit d'appareils ayant été volontairement détériorés et ne présentant de ce fait que peu d'intérêt malgré leur prix apparemment réduit. Par contre, ceux auxquels nous nous référons, et dont nous avons obtenu un exemplaire, sont absolument neufs et intacts. Vendus 20 F, en ordre de marche mais sans les lampes ni l'accumulateur, ils constituent une affaire très intéressante. En effet, si nous estimons que les récepteurs de radio portatifs à lampes batteries sont maintenant largement périmés par suite de la vulgarisation des transistors, il nous paraît que le BC-728 se prête magnifiquement à quantités de transformations et renferme un matériel d'une qualité hors pair facilement réutilisable et justifiant largement le prix qui en est demandé. Le BC-728 réunit dans un coffret étanche : 1. — Monté sur le couvercle du coffret, un excellent petit haut-parleur de 10 cm de diamètre, équipé d'un transfo de modulation comportant un enroulement primaire d'impédance 12 000 Ω, et deux enroulements secondaires dont l'un, d'impédance 3 Ω, attaque la bobine mobile du HP, et l'autre, d'impédance 8 000 Ω, va à une prise de casque. Sur certains modèles une prise sur ce dernier enroulement permet de trouver une impédance de 250 Ω pour attaquer un casque à moyenne impédance. 2. — Un petit accumulateur au plomb de 2 V, type BB-54 C — qui n'est pas livré avec l'appareil — et sert à exciter une alimentation haute tension à vibreur synchrone se trouvant au fond du coffret ; et également à fournir la tension de chauffage des lampes 1,4 V au moyen de résistances chutrices. L'alimentation à vibreur délivre aussi une tension de polarisation de la lampe de sortie BF du récepteur, redressée au moyen d'une 3S4 montée en valve. 3. — Un chargeur à vibreur asynchrone et à redresseurs au sélénium permettant de recharger l'accumulateur incorporé de 2 V à partir de la batterie 6 ou 12 V d'un véhicule. Ce chargeur peut également être attaqué par l'enroulement de chauffage 6,3 V d'un récepteur secteur classique. 4. — Le récepteur proprement dit dont l'âme est constituée par un contacteur à poussoirs à quatre positions. Cette pièce à elle seule vaut presque le prix de l'appareil car c'est une petite merveille de mécanique. C'est aussi celle qui a été volontairement détériorée dans certains stocks d'appareils autres que celui auquel nous nous référons (RAM). Le récepteur est un superhétérodyne de montage tout à fait classique comportant un étage HF accordé (IT4), un changement de fréquence par deux lampes (IR5 et IT4 montée en triode), un étage MF 455 kHz (IT4), une détectrice et 1re BF (1S5) et une BF (3S4). Le schéma de l'ensemble de l'appareil est collé à l'intérieur du coffret. Tout dans ce récepteur est parfaitement accessible et les transformations éventuelles ne présentent vraiment aucune difficulté. Cela est dû au montage extra-plat rappelant celui des postes à transistors — avec la complexité du circuit imprimé en moins — les éléments étant montés de part et d'autre du châssis. Ce dernier, monté sur charnières sur l'un des côtés du boîtier peut en être sorti sans difficulté.

Un autre point extrêmement important est que chaque bobinage du bloc d'accord est parfaitement indépendant des autres et ne comporte qu'un seul enroulement sur un mandrin à noyau plongeur commandé du panneau avant. Il n'y a en effet pas de condensateur variable et pas de problème d'alignement, la recherche des stations s'effectuant en tournant les petits boutons de commande des noyaux plongeurs des bobinages antenne, HF et oscillateur. De ce fait, et comme les bobinages sont très accessibles, il est extrêmement aisé de modifier les enroulements pour pouvoir recevoir des gammes différentes que celles pour lesquelles était prévu l'appareil. Primitivement, ces gammes sont les

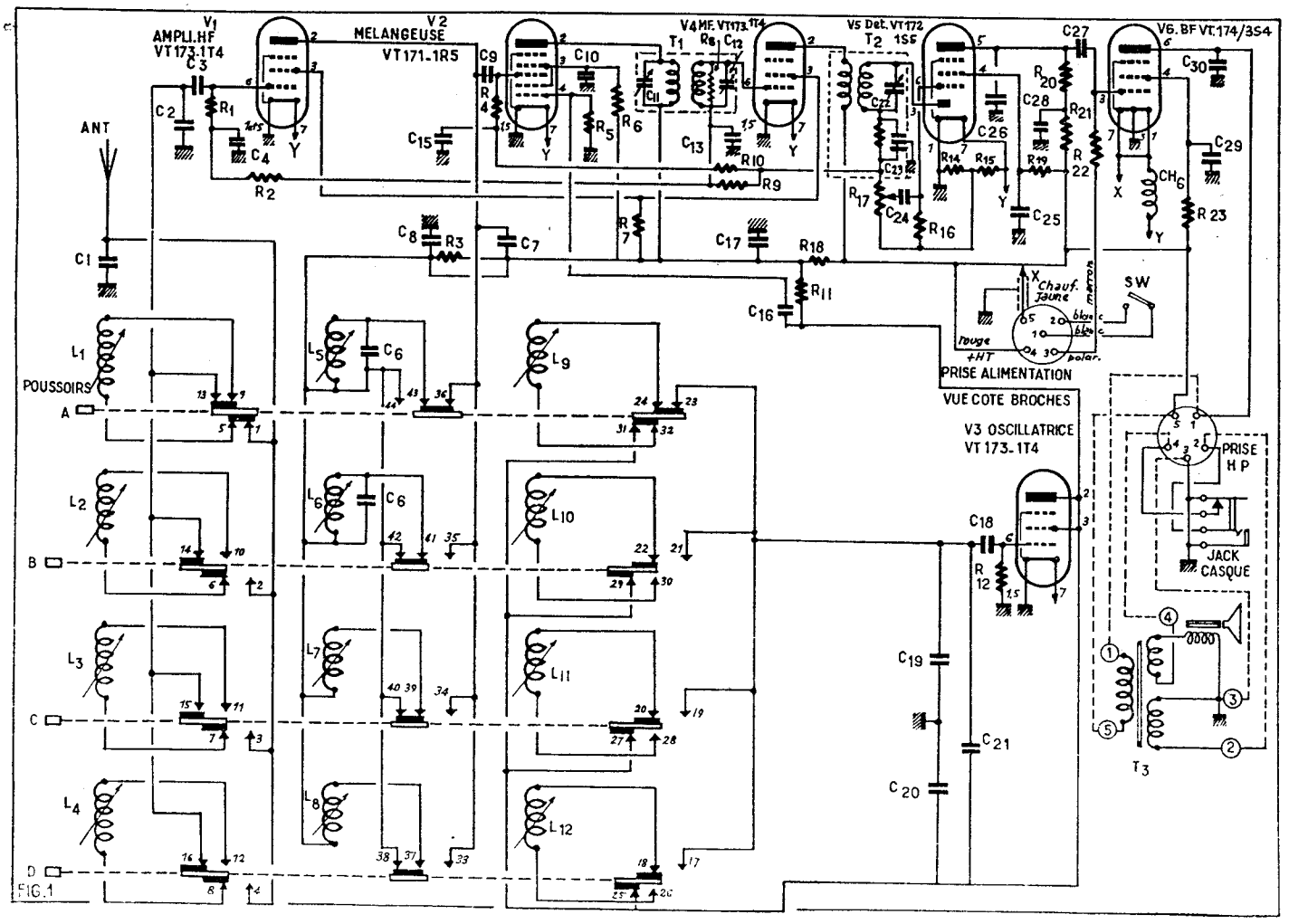


FIG.1

suivantes : en appuyant sur le bouton-poussoir marqué A : 2 000 kHz à 2 600 kHz. Avec le poussoir B : 2 600 kHz à 3 500 kHz. Avec le bouton C : 3 500 kHz à 4 500 kHz. Avec le bouton D : 4 500 à 6 000 kHz. Sur le panneau avant du récepteur — mesurant 15 × 15 cm — se trouvent quatre rangées horizontales de quatre boutons chacune, dont la seconde à partir du haut est constituée par les quatre boutons-poussoirs du contacteur de gammes (A, B, C, D). Les trois autres rangées sont formées de petits boutons rotatifs commandant les noyaux des bobinages HF. La rangée supérieure permet l'accord du circuit d'entrée antenne. Le bouton A_8 commande le noyau de L_1 (voir figure 1), B_8 celui de L_2, C_8 celui de L_3 et D_8 celui de L_4. De même, la rangée inférieure permet l'accord du circuit plaque de l'étage HF. A_2 commande le noyau de L_5, B_2 celui de L_6, C_2 celui de L_7 et D_2 celui de L_8. Contrairement à ceux des rangées « ANT » et « RF », qui sont noirs, les boutons de la rangée » OSC », servant à l'accord des bobinages oscillateurs, sont marrons. A_1 commande le noyau de L_9, B_1 celui de L_{10}, C_1 celui de L_{11} et D_1 celui de L_{12}. Chacun des 12 boutons d'alignement, noirs ou marrons, comporte un repère latéral blanc. Cela est cependant loin de valoir un cadran, même très quelconque.

La recherche des stations s'effectue de la façon suivante : supposons que nous voulions écouter la bande des 80 mètres. Le tableau gravé à la partie supérieure droite du panneau avant nous indique que cette bande est couverte par la gamme C. Nous enfonçons donc le bouton-poussoir C. Le potentiomètre de commande de volume se trouvant à la partie inférieure gauche du panneau avant, au-dessus du jack prise de casque, est poussé au maximum. Tourner alors le bouton C_1 jusqu'à ce que soit reçue une émission quelconque. Renforcer ensuite le signal reçu en agissant sur C_2, puis sur C_3. Les gammes de réception étant relativement étroites, la sensibilité reste suffisante pour permettre la recherche des stations uniquement avec C_1, C_2 et C_3 ne servant qu'au fignolage du réglage une fois la station trouvée. Notez que la fréquence d'accord diminue lorsqu'on tourne les boutons de réglage dans le sens des aiguilles d'une montre et que, naturellement, elle augmente dans l'autre sens. Les circuits sont d'autre part prévus pour que la fréquence de l'oscillateur soit toujours supérieure de 455 kHz à celle de la fréquence reçue.

Nous avons volontairement modifié la présentation du schéma du récepteur de façon à faire ressortir plus clairement que sur le schéma d'origine les détails essentiels, notamment les commutations du bloc HF (fig. 1). Ce schéma montre les contacts établis lorsque le bouton-poussoir A est enfoncé. Le schéma de la figure 2 montre clairement ce que sont les circuits HF, abstraction faite des commutations. Il fait ressortir que le circuit d'entrée, constitué par C_1 = 50 pF, C_2 = 70 pF et L_1, est une variante du fameux circuit Collins adapté à l'antenne avec laquelle devait fonctionner l'appareil : un fouet d'environ deux mètres de long. Le circuit accordé de plaque de la lampe HF est classique. En se reportant au schéma général de la figure 1, on remarquera cependant que le contacteur court-circuite automatiquement les bobinages autres que celui de la bande utilisée et que, sur les bandes C et D, le seul condensateur d'accord est C_7 = 70 pF, alors que sur les deux autres gammes un second condensateur en parallèle sur C_7 accroit la capacité totale d'accord. Le circuit oscillateur est un classique Colpitts constitué par la self L_9, accordée par C_{21} = 50 pF, C_{19} = 75 pF et C_{20} = 100 pF. On jugera de la qualité du matériel d'après le fait que les condensateurs fixes d'accord des circuits HF sont des CTN destinés à assurer la stabilité des réglages malgré l'échauffement des circuits dans le coffret étanche utilisé.

Caractéristiques des bobinages

Un coup d'œil sur les selfs à noyau réglable des circuits HF montre qu'elles portent toutes à leur sommet des points de couleur permettant leur repérage en cas de démontage. Les selfs du circuit d'antenne et du circuit HF portent ainsi deux points de couleur. L'un de ces points est *orange* pour toutes les selfs d'accord antenne, et *blanc* pour toutes celles d'accord HF. L'autre point indique la gamme à laquelle correspond la self. Les selfs oscillatrices n'ont qu'un seul point de couleur indiquant à quelle gamme elles appartiennent. *Le code utilisé est le suivant : bleu = gamme A ; vert = B ; jaune = C ; rouge = D.*

Tous les enroulements sont faits sur des mandrins de 8 mm de diamètre à noyau magnétique. Leurs caractéristiques sont les suivantes :

L_1, self antenne gamme A : 130 spires de fil émaillé 0,14 mm ;

L_2, self antenne gamme B : 100 spires même fil ;

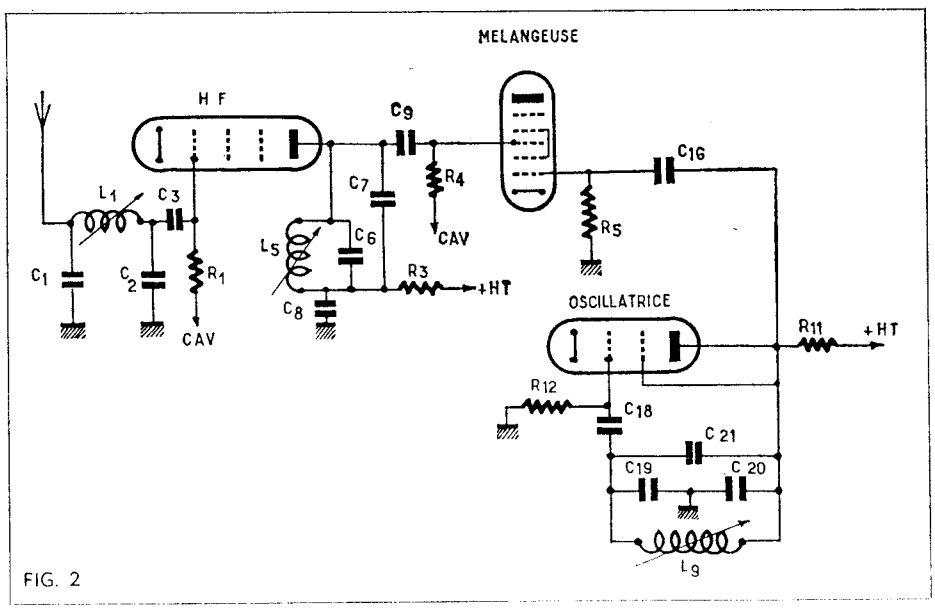


FIG. 2

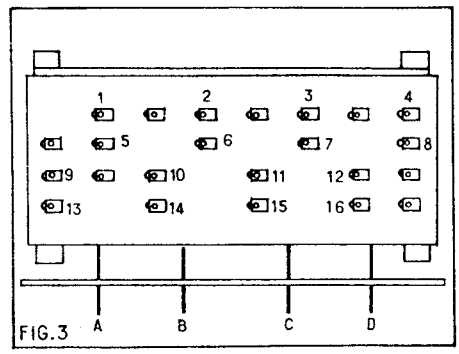


FIG.3

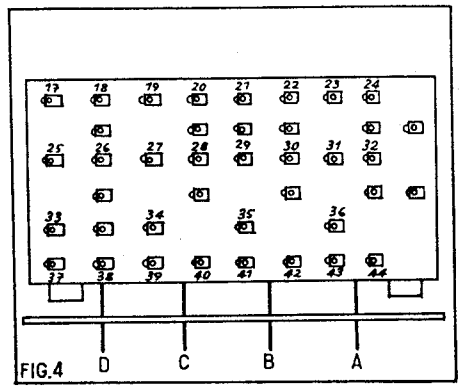


FIG.4

L_3, self antenne gamme C : 80 spires même fil ;

L_4, self antenne gamme D : 61 spires même fil ;

L_5, self HF gamme A : 65 spires même fil ;

L_6, self HF gamme B : 54 spires même fil ;

L_7, self HF gamme C : 61 spires même fil ;

L_8, self HF gamme D : 49 spires même fil ;

L_9, self oscillatrice gamme A : 93 spires de fil émaillé 0,1 mm ;

L_{10}, self oscillatrice gamme B : 74 spires même fil ;

L_{11}, self oscillatrice gamme C : 58 spires même fil ;

L_{12}, self oscillatrice gamme D : 46 spires de fil 0,14 mm émaillé.

Etant donné que l'accord de l'oscillateur se fait sur une fréquence de 455 kHz supérieure à celle de la fréquence incidente, L_9 couvre de 2 455 kHz à 3 055 kHz ; L_{10} de 3 055 kHz à 3 955 kHz ; L_{11} de 3 955 kHz à 4 955 kHz et L_{12} de 4 955 kHz à 6 455 kHz.

Pour faciliter une éventuelle modification des bobinages, nous donnons (fig. 3 et 4), la correspondance entre les numéros des contacts du contacteur figurant sur la figure 1 et les cosses de branchement sur les deux plaquettes du contacteur. La figure 3 reproduit la plaquette sur laquelle s'effectuent les commutations du circuit antenne, tandis que la figure 4 montre celle où s'opèrent les commutations du circuit HF et du circuit oscillateur. Un blindage sépare les deux plaquettes pour éviter les accrochages. De plus, chacune des selfs oscillatrices se trouve dans un petit blindage circulaire individuel.

Le reste du schéma du récepteur n'appelle pas grand commentaire, étant tout à fait classique à quelques détails près. On notera cependant que le secondaire du premier transfo MF est amorti par une résistance R_8 (très légèrement) et que le primaire du second transfo MF n'est pas accordé. La BF finale reçoit sur sa grille une tension de polarisation fixe de — 9,5 V, ce qui explique sans doute que, bien que la haute tension ne soit que de 90 V, la puissance BF délivrée par l'appareil soit incroyablement forte, dépassant de beaucoup celle que donnent les postes à transistors courants.

La prise d'alimentation figurée sur notre schéma (fig. 1), vue du côté des broches, est celle se trouvant sur le câble noir à plusieurs conducteurs reliant le récepteur à la fois au haut-parleur et à l'alimentation à vibreur se trouvant au fond du coffret. En la débrochant de cette dernière et en débrochant également la prise multiple femelle du haut-parleur, on peut retirer le récepteur du coffret, après avoir enlevé la tringle de la charnière le retenant à un côté du coffret.

Des broches 1 et 2 de cette prise d'alimentation sont reliées par deux fils blancs à l'interrupteur du potentiomètre volume contrôle du récepteur (SW) et permettent la mise en route de l'alimentation à vibreur à partir du récepteur. La tension de polarisation BF arrive à la broche 3 par un fil marron. Le + haute tension 90 V est prélevé sur la broche 4 par un fil rouge et un fil blindé jaune apporte la tension de chauffage de 1,35 V. On remarquera que cette tension est appliquée directement aux filaments de l'oscillatrice V_3 et de la BF, V_6 mais qu'elle n'est appliquée aux autres lampes du récepteur, qui pourraient être affectées par des parasites HF venant de l'alimentation à vibreur, qu'après passage dans une self d'arrêt HF, CH-6 constituée par 10 spires de fil de câblage isolé.

Nous n'entreprendrons pas cette fois-ci la description de l'alimentation à vibreur et du chargeur afin de ne pas surcharger notre dessinateur. Leur schéma se trouve d'ailleurs collé à l'intérieur du couvercle du coffret de l'appareil et les caractéristiques de leurs éléments figurant parmi celles de l'ensemble que nous donnons ci-après :

$R_1 = R_2 = R_4 = R_9 = R_{22} = 3{,}3$ MΩ ; $R_3 = 10$ kΩ ; $R_5 = 470$ kΩ ; $R_6 = R_{12} = 47$ kΩ ; $R_7 = 15$ kΩ ; $R_8 = 1$ MΩ ; $R_{10} = 4{,}7$ MΩ ; $R_{11} = 12$ kΩ ; $R_{13} = 220$ kΩ ; $R_{14} = 150$ Ω ; $R_{16} = 10$ MΩ. R_{17} = potentiomètre 1 MΩ ; $R_{81} = 560$ Ω ; $R_{19} = 5{,}6$ MΩ ; $R_{20} = 1$ MΩ ; $R_{21} = 330$ kΩ ; $R_{23} = 8\,200$ Ω ; $R_{25} = 100$ Ω ; $R_{26} = 100$ Ω. $R_{27} = 270$ Ω ; 1 W ; $R_{28} = 8{,}2$ Ω, résistance chutrice de la tension filaments ; $R_{29} = 8\,200$ Ω ; $R_{30} = 220$ Ω, 1 W ; $R_{31} = R_{30}$.

$C_1 = 50$ pF CTN ; $C_2 = 70$ pF CTN ; $C_3 = 100$ pF ; $C_4 = 0{,}01$ µF. $C_5 = 80$ pF ; $C_6 = 120$ pF ; $C_7 = 70$ pF CTN ; $C_8 = 0{,}25$ µF ; $C_9 = 120$ pF ; $C_{10} = 0{,}02$ µF ; $C_{11} = C_{12}$ = ajustable 51 pF ; $C_{13} = 0.05$ µF ; $C_{14} = 0{,}02$ µF ; $C_{15} = 6\,000$ pF ; $C_{16} = 500$ pF ; $C_{17} = 0{,}01$ µF ; $C_{18} = 120$ pF ; $C_{19} = 75$ pF ; $C_{20} = 100$ pF ; $C_{21} = 50$ pF CTN ; C_{22} = ajustable 28 pF ; $C_{23} = 2 \times 70$ pF ; $C_{24} = 6\,000$ pF ; $C_{25} = 0{,}02$ µF ; $C_{26} = 100$ pF ; $C_{27} = 6\,000$ pF ; $C_{28} = 0{,}02$ µF ; $C_{29} = 0{,}1$ µF ; $C_{30} = 4\,000$ pF ; C_{31} = électrolytique 3 000 µF, 3 V ; $C_{32} = 0{,}1$ µF ; $C_{33} = 0{,}35$ µF ; $C_{34} = 0{,}01$ pF ; $C_{35} = 0{,}05$ µF ; C_{36} = électrolytique 30 µF, 150 V ; $C_{37} = C_{36}$; C_{38} = électrolytique 300 µF, 15 V ; $C_{39} = 0{,}07$ µF ; $C_{40} = 0{,}5$ µF ; $C_{41} = C_{40}$.

$Rect_1 = Rect_2$ = redresseurs au sélénium délivrant 2,2 V sous 1,5 A. $CH_1 = 12{,}2$ MHz ; $CH_2 = 0{,}02$ Henry ; CH_3 = self d'arrêt HF à quatre enroulements de 100 spires chacun ; $CH_4 = 12{,}2$ MHz ; $CH_5 = 30$ MHz ; $CH_6 = 10$ spires.

VB_1 = vibreur synchrone VB-8C à self d'excitation 2 V.

VB_2 = vibreur asynchrone VB-9C pouvant fonctionner avec une tension d'excitation comprise entre 5 et 15 V.

Suggestions

Le BC-728 a connu une grande popularité aux Etats-Unis avant l'apparition des récepteurs à transistors. Les amateurs modifiaient ses bobinages pour recevoir quatre stations de radiodiffusion au choix. Avec les transistors, cette utilisation a beaucoup perdu de son intérêt et nous n'encourageons pas les amateurs à acheter un accu de 2 V et un jeu de lampes périmées pour utiliser l'appareil tel quel. Il en va autrement, naturellement, pour les amateurs ayant déjà les lampes nécessaires dans leurs fonds de tiroirs. Nous pensons particulièrement aux amateurs de télécommande qui ont en outre généralement de petits accumulateurs de 2 V. Ils devraient évidemment en mettre plusieurs en parallèle car *l'alimentation à vibreur et le récepteur tirent* 1,85 *A sur la batterie de* 2 *V.*

Certains amateurs ayant les lampes voulues mais pas d'accu de 2 V songeront évidemment à utiliser la batterie de leur voiture en intercalant une résistance chutrice facile à calculer avec la loi d'Ohm, sachant que la consommation est de 1,85 A. Mais attention ! ne faites pas fonctionner l'appareil en mettant le moteur en route, car les surtensions auraient tôt fait de griller les filaments des lampes. L'intérêt de l'appareil pour la réception de gammes ondes courtes est assez réduit si on l'utilise tel quel. Il devient en effet rapidement fastidieux de balayer une gamme en tournant un minuscule bouton sans cadran et, en le faisant trop souvent, il est probable que le pas de vis ne résisterait pas très longtemps. Mettre un CV avec cadran démultiplicateur pour accorder l'oscillateur est faisable en mettant le CV sous les bobinages et le cadran sur l'un des côtés de l'appareil. Mais cela accroît considérablement l'encombrement et risque de détruire l'excellente stabilité du récepteur. Une idée qui nous semble beaucoup plus intéressante est de *ne conserver du récepteur que toute la partie HF jusqu'au premier transfo MF et de l'utiliser comme convertisseur à oscillateur fixe* devant un autre récepteur servant de moyenne fréquence variable. Cela peut se faire très simplement en conservant uniquement les lampes V_1, V_2 et V_5. On peut, par exemple, bobiner une cinquantaine de spires contre le primaire de T_1 et relier par un bout de câble blindé les sorties de cet enroulement à la prise antenne d'un récepteur à transistors dont la gamme GO servira de MF variable. Il sera bon, dans ce cas, de mettre une capacité supplémentaire en parallèle sur le primaire de T_1 pour le faire résonner au milieu de la gamme GO, et peut-être aussi une résistance d'amortissement. Pour notre part, nous envisageons un tel convertisseur en remplaçant les lampes batteries par des lampes secteur, en modifiant les bobinages — sauf ceux de la gamme C convenant déjà pour la bande 80 mètres — de façon à recevoir les bandes 15, 20, 40 et 80 mètres, et en remplaçant les bobinages oscillateurs par des quartz.

LIBRAIRIE DE LA RADIO

NOUVEAUTÉS

MEMENTO SERVICE RADIO T.V., de M. Cormier et W. Schaff. — Faisant abstraction de formules et de développements mathématiques complexes, ce mémento service qui se veut essentiellement pratique est plus spécialement destiné aux radio-électriciens qui réalisent, mettent au point et dépannent des circuits électroniques. Pour le calcul et les modifications de circuits, les auteurs ont prévu des graphiques et des méthodes très simples qui négligent parfois volontairement certains paramètres n'influant pratiquement pas sur le résultat final. Les méthodes indiquées permettent de plus d'effectuer un très grand nombre de mesures ou de réglages sans appareillages complexes ou onéreux et avec des résultats tout à fait satisfaisants.
Un volume relié format 15 x 21, 190 pages, nombreux schémas. Prix. **25,00**

COURS D'ANGLAIS A L'USAGE DES RADIO-AMATEURS, de L. Sigrand. — Ce cours intéresse directement le radio-amateur ayant à utiliser l'anglais pour contacter les postes émetteurs dans le monde entier. Le vocabulaire du langage amateur est assez restreint. Il sera donc aisé de l'apprendre. La pratique dans ce domaine simple vous donnera l'assurance nécessaire pour développer ultérieurement vos connaissances et le plaisir de les utiliser. Ce cours vous permettra, en outre, de reproduire directement et très simplement les genres, les pluriels, la conjugaison des verbes. Vous pourrez également faire des traductions techniques et scientifiques.
Un volume broché, format 15,5 x 21, 125 pages. Prix **15,00**
Disque d'entraînement 25 cm, 33 tours, 30 minutes d'audition. Prix **12,00**

OUVRAGES SÉLECTIONNÉS

LA LECTURE AU SON ET LA TRANSMISSION MORSE RENDUES FACILES, Jean Brun. — Cet ouvrage présente une méthode complète pour former des lecteurs et manipulants radios capables de recevoir et de transmettre à des vitesses pouvant atteindre quarante mots par minute. Le volume s'adresse aux élèves des écoles professionnelles appelés à faire carrière dans les services des transmissions de l'Armée, de la Marine, de la Police, des P. et T. ou à bord des stations du service mobile, maritime ou aéronautique. Il intéresse aussi les radio-amateurs qui doivent posséder un certificat de radio-télégraphie pour pouvoir utiliser un poste d'émission. Ce guide permet d'apprendre le Morse chez soi au moyen de leçons enregistrées sur disques microsillons, et dont les textes sont reproduits à la fin de l'ouvrage.
Un volume broché, format 14,5 x 21, 115 pages. Prix **12,00**

DEPANNAGE, MISE AU POINT, AMELIORATION DES TELEVISEURS, par Roger-A. Raffin (deuxième édition remise à jour). — Le présent ouvrage n'a pas d'autre but que d'aider le technicien et l'amateur radio à devenir un bon dépanneur de télévision en les guidant dans leur nouveau travail. Il est essentiellement et volontairement une documentation pratique, un guide sûr, un véritable instrument de travail, les pannes étudiées examinent tous les standards (et notamment les deux chaînes françaises). **Principaux chapitres :** Généralités et équipement de l'atelier - Travaux chez le client - Installation de l'Atelier - Autopsie succincte du récepteur de télévision - Pratique du dépannage - Mise au point et alignement des téléviseurs - Cas des réceptions très difficiles - Amélioration des téléviseurs - Transformation éventuelle des anciens téléviseurs pour la deuxième chaîne.
Un volume relié. Format 14,5 x 21, 288 pages. Nombreux schémas. **22,00**

Tous les ouvrages de votre choix seront expédiés dès réception d'un mandat représentant le montant de votre commande augmenté de 10 % pour frais d'envoi avec un minimum de 0,70 F. Gratuité de port accordée pour toute commande égale ou supérieure à 100 francs.

OUVRAGE EN VENTE

LIBRAIRIE DE LA RADIO, 101, rue Réaumur, PARIS (2e) - C.C.P. 2026 99 Paris
Pour la Belgique et Bénélux : SOCIETE BELGE D'EDITIONS PROFESSIONNELLES, 35, avenue de Stalingrad - Bruxelles 1. C.C. Postal : Bruxelles 67.007
Ajouter 10 % pour frais d'envoi. Aucun envoi contre remboursement

Catalogue général envoyé gratuitement sur demande

étude complète du EZ 6

radio-compas automatique

Nous avons eu la bonne fortune de mettre la main sur une documentation officielle relative à cet appareil. Cette documentation, destinée avant tout à éclairer le personnel navigant sur l'emploi de l'appareil, laisse cependant dans l'ombre certains détails techniques. Elle présente, par contre, l'immense avantage de fournir le schéma de principe complet de l'appareil, que nous reproduisons ci-contre, ainsi qu'une nomenclature des valeurs des principaux éléments et un nombre appréciable de renseignements nous permettant de sortir du domaine des supputations pour entrer dans celui des certitudes... relatives. En effet, plusieurs maisons françaises ont apporté des modifications au récepteur allemand d'origine avant la livraison à l'aviation française. Or, la comparaison des deux appareils que nous avons eus entre les mains — l'un révisé par la S.A.E., l'autre par Radio-L.L. — révèle des différences sensibles. Il semble cependant que ces différences soient uniquement d'ordre mécanique. Etant donnée la rigidité des cahiers des charges militaires, on peut penser qu'ils sont électriquement identiques. Par exemple, le premier modèle, de couleur bleu-noir, avait un cadran en plexiglas pouvant s'éclairer par la tranche en introduisant une petite ampoule par un orifice se trouvant sur la tranche gauche du panneau avant. Le second, par contre, a un cadran opaque éclairé latéralement par deux petites ampoules accessibles en soulevant un volet à la façon d'un couvercle de piano, après avoir dévissé les deux vis de fixation. La documentation que nous possédons se réfère manifestement à ce second type d'appareil. Elle mentionne l'existence de variantes entre deux types d'appareils : le modèle n° 124-112 A-1 et le modèle n° 124-112 A-2. Le schéma général que nous publions est valable pour ces deux modèles. Les désignations de pièces entre parenthèses, par exemple (C_{150}), (C_{156}), (L_{27-28}) se rapportent à l'appareil n° 124-112 A-2. Lorsqu'il n'y a pas d'indication entre parenthèses, les désignations sont valables pour les deux types d'appareils. Il est précisé, d'autre part, que sur *certains appareils le quartz du BFO est de 129 kHz, au lieu de 131 kHz.* Bien qu'il semble que tous les appareils vendus récemment à Paris avaient un quartz BFO de 131 kHz, il est bon de s'assurer qu'il en est bien ainsi en vue de déterminer le quartz à mettre sur le convertisseur qui précédera l'appareil pour la réception des ondes courtes. En effet, selon que le BFO fonctionne sur 129 kHz ou sur 131 kHz, il y a inversion des bandes latérales de l'émission reçue. Si, par exemple, un quartz de 4 000 Hz sur le convertisseur permet de recevoir parfaitement les émissions en SSB sur la bande des 80 m avec un EZ-6 dont le BFO est sur 131 kHz, la réception de ces émissions ne sera, par contre, plus possible si le BFO est sur 129 kHz. Elle ne le sera dans ce cas qu'en prenant un quartz de fréquence non plus supérieure à celle de la bande à recevoir, mais inférieure à cette dernière, par exemple un quartz de 3 300 kHz.

Il semble enfin que les dépanneurs militaires aient pris quelques libertés avec l'EZ-6 entre le moment où il a été « dénazifié » par des firmes françaises pour être livré à l'armée de l'air et celui où il a été mis hors service et vendu par les Domaines. C'est ainsi que la lampe R_o5 qui, sur le schéma ci-contre de la firme française ayant révisé l'appareil allemand avant de le livrer à l'armée, était encore un stabilovolt STV-100/25, a été remplacée purement et simplement par une résistance de 6 500 Ω. D'autre part, alors que sur notre premier EZ-6 l'alignement MF était parfait et le filtre à quartz fonctionnait remarquablement, nous avons constaté sur notre second appareil que les MF étaient complètement désaccordées et que le filtre à quartz était de ce fait sans effet et, partant, la réception SSB, impeccable avec le premier engin, était minable avec le second. Une vérification de l'alignement des circuits de l'appareil s'impose donc avant toute chose. Malheureusement, le manuel technique militaire était assez discret à ce sujet ; aussi les dépanneurs de l'armée sont-ils assez excusables d'avoir mal fait les choses. Nous avons l'impression qu'ils se sont servis du BFO pour accorder les MF, ce qui est bien la dernière des choses à faire, étant donné qu'il y a un kilohertz d'écart entre le quartz du BFO et celui du filtre MF. Il n'est pas exclu non plus que des militaires aient volontairement désaccordé les MF pour obtenir une meilleure qualité de reproduction des émissions de radiodiffusion !

Constitution mécanique de l'appareil

L'EZ-6 est essentiellement constitué par l'assemblage de quatre blocs différents :

1. La plaque avant, solidaire du bloc de quatre condensateurs variables autour duquel sont fixés les autres blocs.

2. Le bloc HF et oscillateur local. —

3. Le bloc MF et BF.

4. Le bloc BFO, s'emboitant dans le bloc MF et BF.

Seul le bloc BFO peut se démonter sans avoir à dessouder des connexions. La notice prévient que les différents blocs des divers récepteurs ne sont pas suffisamment identiques entre eux pour pouvoir être remplacés l'un par l'autre directement, et que lorsqu'on remplace un bloc, des techniciens spécialement formés doivent régler à nouveau tout le récepteur. Ce n'est pas une exagération, croyez-en notre expérience... malheureuse.

La plaque avant, sur laquelle sont montés les CV et les divers blocs, est munie d'un couvercle fixé au moyen de trois vis. Avant d'enlever le couvercle, on doit desserrer les vis de fixation des boutons de commande des différents organes de l'appareil. Certains lecteurs se seront sans doute étonnés de notre assertion dans l'un de nos précédents articles selon laquelle le démultiplicateur des CV est d'une grande souplesse. Cette affirmation n'était nullement une exagération de notre part, mais, pour obtenir cette souplesse, il faut commencer par enlever le ressort de blocage se trouvant sous les deux boutons concentriques du démultiplicateur. Dévisser la vis centrale, enlever le bouton intérieur servant au réglage rapide, dévisser les trois petites vis au fond de la cuvette et retirer le bouton extérieur servant de vernier. Sous ce bouton se trouve le ressort en forme de large rondelle qui servait de frein en faisant pression sur le bouton. Cette rondelle-ressort avait précisément été ajoutée pour rendre le démultiplicateur moins souple et éviter ainsi les désaccords résultant des vibrations à bord de l'avion. Remonter ensuite les boutons sans le ressort. Sur le modèle de EZ-6 équipé de lampes d'éclairage de cadran, la connexion électrique entre la plaque frontale et ces ampoules se trouvant à l'intérieur du couvercle est établie par les contacts à ressort Bu 11 et Bu 12.

Le *bloc HF et oscillateur* est fixé par trois vis sur la plaque frontale et relié aux CV au moyen de sept soudures. La notice précise que la position de ces conducteurs de liaison a une très grande influence sur l'alignement et l'étalonnage du récepteur et que les conducteurs ne doivent donc pas être pris. Nous ajouterons par expérience personnelle que s'il est relativement aisé de cisailler ces conducteurs il est virtuellement impossible de les ressouder. De même, le couvercle de l'étage oscillateur se trouvant à l'arrière du bloc ne doit être ni dévissé, ni enlevé, sinon l'étalonnage du récepteur est faussé.

Le bloc MF et BF est également fixé à la plaque frontale au moyen de trois vis. Il est relié électriquement par trois soudures avec le bloc de CV, par une broche de contact Bu 6 avec le bloc HF et par une autre broche de contact Bu 14 avec la plaque frontale.

Le bloc BFO est fixé isolément dans la partie MF au moyen de deux longues vis à tête rouge. Il est relié électriquement à la lampe R_o4 par une lamelle vissée, et à la partie MF au moyen d'une broche de contact Bu 8, placée sur la plaque inférieure du boîtier. Pour retirer le bloc BFO de son logement, il faut au préalable dévisser la vis se trouvant près de l'anode de R_o4 et qui retient la languette de raccordement au bloc. Il faut également placer le commutateur de mode de trafic sur la position A1 pour que le boîtier puisse être dégagé ou remis en place. Pour enlever ensuite le blindage du bloc, il convient de retirer les trois vis de fixation à sa plaque inférieure et également de dévisser la vis de fixation de la lamelle de raccordement à R_o4, marquée en rouge et se trouvant sous la languette allongée du boîtier.

Les commutations

Elles constituent un vrai casse-tête chinois et la notice que nous avons pu consulter brille par son imprécision en ce qui les concerne. Trois commutateurs manuels sont utilisés à trois positions chacun :

Le commutateur de gammes de réception, U_1;

Le commutateur de mode d'utilisation, U_2;

Le sélecteur de mode de trafic, U_4.

A cela s'ajoutent les commutations alternatives opérées par le commutateur HF, U_3, et le commutateur BF, U_5, entraînés par le petit moteur de « homing ». A vrai dire, on peut négliger ces dernières qui n'affectent en rien les utilisations que peut faire l'amateur de l'appareil. D'ailleurs, le petit moteur d'entraînement était absent sur les appareils récemment mis en vente. Le moteur et le commutateur de homing se trouvent normalement dans un alvéole du bloc MF, BF, situé immédiatement derrière le bloc de CV. Dans l'évidement du panneau arrière, immédiatement derrière eux, se trouvent les éléments de filtrage du moteur, à savoir les selfs d'arrêt D_5, D_6, D_7, D_8 et les condensateurs C_{78}, C_{79}, C_{160}, C_{161} et C_{188}. Ces éléments deviennent sans utilité en l'absence du moteur. Le commutateur de homing est interchangeable et peut être retiré de la cheminée dans laquelle il se trouve en relevant son étrier rouge, ce qui débloque le ressort le maintenant en place. Le moteur était connecté avec son commutateur par un accouplement isolé et était maintenu dans le boîtier par une bague filetée, sous l'action d'un ressort. Le moteur recevait son alimentation en courant de la partie MF au moyen de deux ressorts établissant le contact aux plots d'alimentation placés à l'avant du moteur. La vitesse du moteur est de 2 000 tr/mn et sa consommation de 0,35 A sous 28 V. Un autre type de moteur utilisé sur certains EZ-6 a des caractéristiques identiques mais consomme 0,45 A sous 28 V. Le commutateur proprement dit se compose de sept balais frottant sur le collecteur à charbon solidaire d'un arbre monté sur des roulements à billes. Les segments de contacts du collecteur sont isolés les uns des autres. Les balais sont maintenus en contact avec le collecteur par des ressorts à boudin et maintenus dans leurs guides au moyen de vis à chapeau. Les connexions électriques avec le récepteur sont assurées par deux barrettes de fiches de contact s'engageant dans les mâchoires correspondantes du bloc MF, BF.

Le commutateur de mode d'utilisation U-2

Il comporte trois positions :

1. *Position repérée par deux cercles.* Elle sert à la radiogoniométrie avec commande manuelle du cadre. *Nous l'appellerons « gonio ».*

2. *Position repérée par un cercle traversé d'une flèche.* C'est celle utilisée pour le radio-compas manuel (avec commande manuelle du cadre) ; et pour le lever de doute des observations gonio effectuées sur la position 1 ; pour le homing à l'indicateur visuel consistant à maintenir l'axe du cadre en direction de l'émetteur ; et pour le homing au radio-compas, avec commande du cadre automatique. Nous l'appellerons *position radio-compas.*

3. *Position réception-veille, indiquée par un cercle.*

Naturellement, les opérations de gonio et de radio-compas nécessitent, en plus de l'appareil EZ-6, un nombre important d'appareils accessoires parmi lesquels nous noterons particulièrement l'indicateur visuel AFN-2, sorte de double galvanomètre dont une aiguille (aiguille oblique) indique au pilote le niveau de sortie BF, tandis que l'autre (aiguille verticale) sert d'indicateur de route. Lorsque cette dernière aiguille s'écarte de sa position zéro, le pilote doit modifier le cap pour la ramener au zéro en homing. Le premier appareil se branche entre la prise 19 (Out) et la prise d'alimentation Bu_{15} et la masse. Cet outputmeter constitue en fait un *excellent S-mètre fonctionnant aussi bien en SSB et CW qu'en AM.* En fait, il suffit de brancher un milliampèremètre entre la broche 19 et la masse pour avoir un S-mètre. Nous avons utilisé un milli de 0 à 1 mA, récupéré sur un Fug-16, qui marche parfaitement. Un appareil de 0 à 500 µA serait idéal. Des essais faits en utilisant la tension homing entre la broche 21 et la masse ont été moins satisfaisants, l'aiguille gigotant de façon excessive.

Un autre accessoire important est évidemment le cadre PRE-6 qui est logé à bord dans une cuvette en tôle recouverte d'un plexiglas. Une métallisation en étoile disposée sur la face intérieure du couvercle en plexiglas de la cuvette de cadre constitue l'antenne auxiliaire (reliée à la broche 2 de la prise Bu_1).

Pour en revenir au commutateur de mode d'utilisation U-2, retenons dès à présent qu'on *position radio-compas* (cercle avec flèche) il met en service un *dispositif de CAV excessivement énergique* qui est une vraie bénédiction lorsque l'on suit un QSO entre une station locale arrivant à tout casser et une station lointaine arrivant faiblement. Plus besoin de se précipiter sur le volume contrôle : les deux stations sont ramenées au même niveau. Et ce dispositif fonctionne de façon très acceptable, même en SSB.

Le bouton d'amélioration du zéro (en haut et à droite du panneau avant) n'agit qu'en position « gonio » (deux cercles).

En nous référant au schéma de la figure 1 de notre article de juin et au schéma général publié ci-contre, nous allons maintenant étudier le fonctionnement de la partie HF de l'appareil.

Le commutateur de mode d'utilisation U-2 permet de coupler le circuit de cadre avec le circuit de grille de la lampe HF. Il commute d'autre part l'antenne auxiliaire soit au circuit de grille, soit au circuit de cadre.

En position gonio, les tensions d'antenne auxiliaire et de cadre (la première par l'intermédiaire du condensateur différentiel C_1) arrivent au circuit LI_{-1}, C_9. Le circuit de cadre est couplé inductivement au circuit de grille L_{5-7}, C_{21} de R_o1. Les condensateurs C_{11} et C_{12} remplacent la capacité d'antenne auxiliaire.

En radio-compas, le circuit de cadre est connecté avec le circuit de grille par l'intermédiaire du commutateur à moteur U_3. La tension d'antenne auxiliaire est amenée directement au circuit de grille. Le condensateur C_3 sert à remplacer le condensateur différentiel C_1 afin de maintenir l'accord du circuit de cadre.

En position réception-veille, la liaison entre le circuit de cadre et le circuit de grille est coupée et l'antenne auxiliaire est reliée au circuit de grille. Dans la gamme de fréquences de 300 à 600 kHz, en plus de l'antenne auxiliaire, l'antenne fixe ou antenne pendante est connectée. A cet effet, la bobine L_7 est munie d'une prise. *Les circuits de réjections* L_4, C_8 et L_8, C_{10} *servent à éliminer la MF.* Le circuit plaque de R_o1 se compose de L_{9-11} et C_{28}, et comporte également le circuit de réjection MF L_{12}, C_{26}. La sensibilité de R_o1 est commandée par le potentiomètre W_{10} permettant de faire varier sa tension écran. L'AVC agit sur la grille de cette lampe uniquement en position radio-compas.

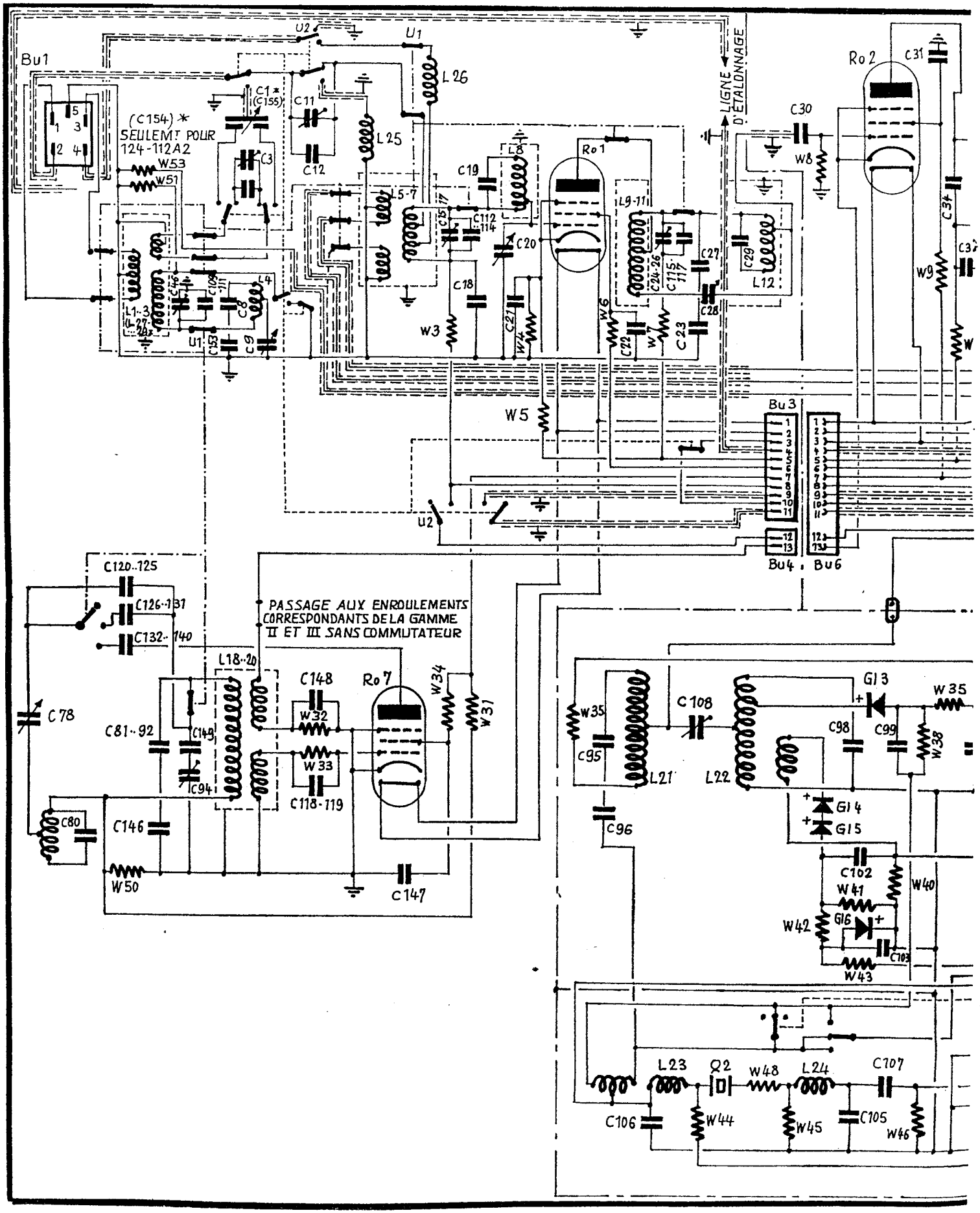
L'oscilateur local est du type reverserd feed fack. Le circuit anodique de R_o7 se compose du circuit oscillant accordé L_{16-20}, C_{78}, C_{81}, C_{82} et $C_{120-140}$. La fréquence d'oscillation locale est toujours supériieure de 130 kHz à la fréquence reçue et elle est déterminée par le condensateur variable C_{78}, commandé simultanément avec les condensateurs variables C_9, C_{21} et C_{28}. Le circuit de réjection L_{177}, C_{80}, accordé sur 255 kHz, est nécessaire pour des raisons d'alignement. L'oscillateur est compensé thermiquement et la tension anodique qui lui est appliquée était primitivement régulée par le stabilovolt.

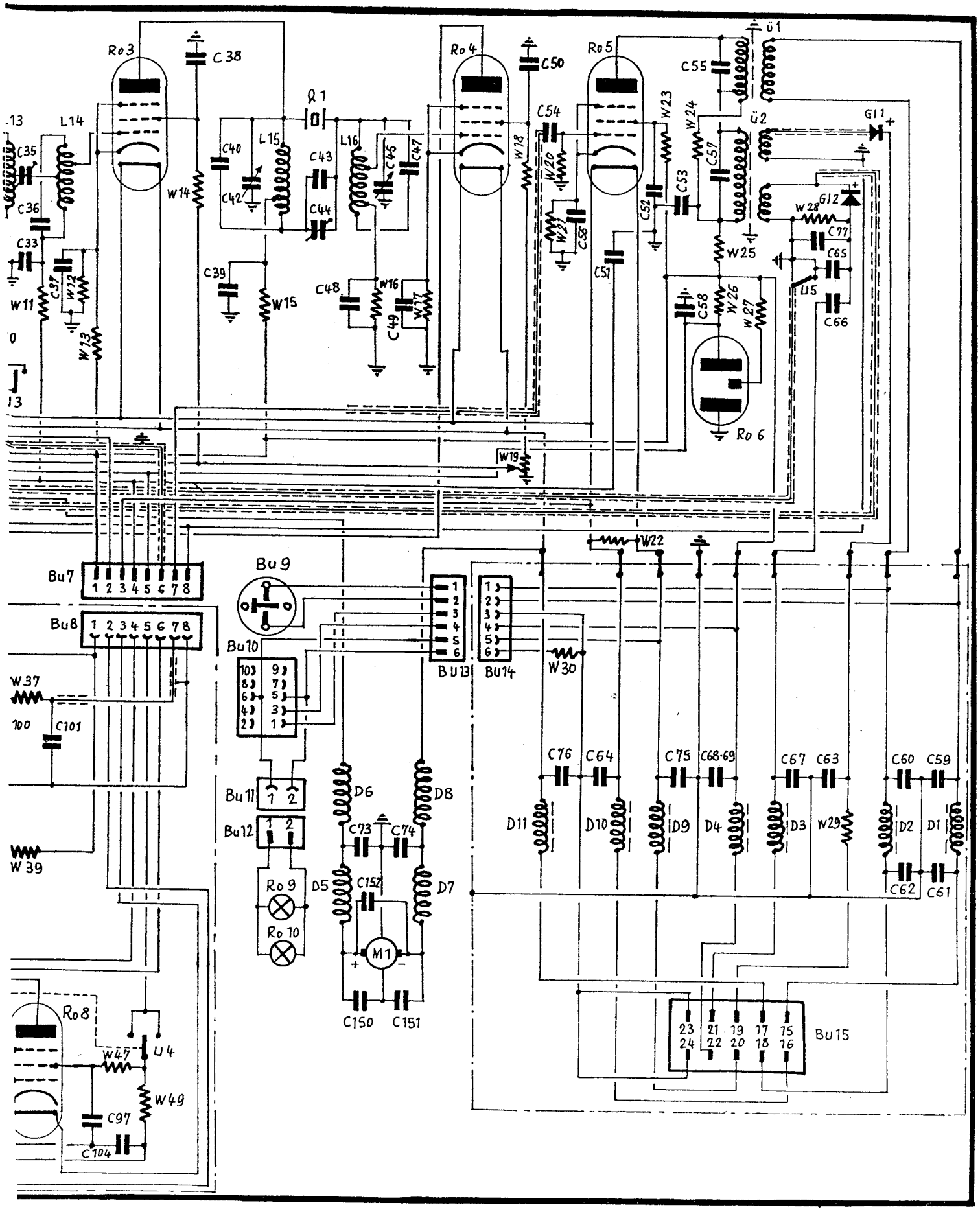
La mélangeuse R_o2 reçoit le signal HF amplifié par R_o1 par le condensateur C_{30}. Elle reçoit également l'oscillation locale injectée dans son circuit cathode. La tension MF est envoyée au primaire du premier transfo MF, à couplage capacitif, se composant des condensateurs C_{34-36} et des bobinages L_{13} et L_{14}.

Le potentiomètre W_{19} permet de faire varier la tension écran de R_o3 en même temps que celle de R_o1. R_o3 est également soumise à l'action de la CAV en position radio-compas de U-2. La plaque de la lampe attaque un filtre de bande à quartz dont la largeur de bande passante est réglable. Il comprend les bobinages L_{15} et L_{16}, les condensateurs C_{40} à C_{47} et le quartz Q_1. Les condensateurs fixes C_{48} et C_{44} servent à neutraliser la capacité du quartz. On peut modifier constamment la largeur de bande du filtre à l'aide des petits CV de désaccord C_{43} et C_{45} couplés mécaniquement.

Nous en arrivons à la partie du montage, à savoir le second étage MF, la détection, le BFO et le système de CAV. Tout cela, à partir du dernier transfo MF, se trouve renfermé dans le bloc amovible que nous avons baptisé bloc BFO. La plaque de R_o4 est reliée par une languette métallique au dernier transfo MF se trouvant dans ce bloc blindé et se composant de L_{21}, L_{23}, C_{95}, C_{99} et C_{105}. Un enroulement spécial de la bobine L_{23} amène aux redresseurs GL_4 et GL_5 une tension MF pour produire la tension de CAV. Cette dernière est prélevée aux bornes de W_{41}. Une tension continue positive est amenée à la résistance W_{39} afin de retarder le réglage. Le redresseur GL_3 sert à la détection, non seulement du signal MF, mais aussi du battement de ce dernier avec le BFO, lorsque ce dernier est en service. Le BFO est un oscillateur à quartz Heegner se composant de R_o8, L_{23}, L_{24}, C_{105}, C_{106} et du quartz de 131 kHz, Q_2. La tension anodique de cet étage était primitivement stabilisée.

Un astucieux dispositif mécanique permet de commander simultanément un régulateur de largeur de bande passante et le commutateur de mode de trafic se trouvant dans le boîtier BFO. C'est en effet l'axe des CV de désaccord du transfo MF du filtre à cristal qui actionne en même temps ce contacteur qui serait sans histoire si, en plus des deux positions de mise en service du BFO (A_1) et de coupure du BFO (A_2), il n'en possédait une troisième assez peu ordinaire. Cette troisième position, marquée ETAL sur les appareils français, ou EICH sur ceux ayant conservé leurs inscriptions allemandes, maintient le BFO en service, mais au lieu d'envoyer son oscillation à la détectrice, elle l'envoie par un câble blindé jusqu'à la cuvette dans laquelle se trouve la prise Bu_1 d'arrivée des prises d'antennes et de cadre. La présence de ce bout de fil isolé sortant d'une gaine métallique et n'aboutissant à aucune des prises de cadre ou d'antenne a amené certains lecteurs à nous écrire que leur appareil était défectueux et à nous demander à quelle prise ce bout de fil devait être soudé. La réponse est qu'il faut le laisser où il est, son but étant de


Bu1
U2
U1
L26
L25
(C154) *
SEULEMT POUR
124-112A2
W53
W51
C1 *
(C155)
C11
C12
C3
L1-3
L4
C8
C9
C53
C46
C109
111
L5-7
C19
C112
114
C20
C18
W3
C21
W4
Ro1
L9-11
C24-26
C115
117
C27
C28
W6
C22
W7
C23
L8
C29
L12
LIGNE
D'ETALONNAGE
Ro2
C31
C30
W8
C34
W9
C32
W5
Bu3
Bu4 . Bu6
C120..125
C126-131
C132-140
C78
C81..92
C149
C94
L18..20
C148
W32
W33
C118-119
Ro7
W34
W31
C80
C146
W50
C147
PASSAGE AUX ENROULEMENTS
CORRESPONDANTS DE LA GAMME
II ET III SANS COMMUTATEUR
W35
C95
L21
C108
L22
G13
C98
C99
W38
G14
G15
C96
C102
W41
W40
W42
G16
C103
W43
L23
Q2
W48
L24
C107
C106
W44
W45
C105
W46


Ro3
Ro4
Ro5
Ro6
Ro8
Ro9
Ro10
C38
C50
C55
Q1
L14
L15
L16
C35
C36
C33
C37
C40
C42
C43
C44
C45
C47
C39
C48
C49
C54
C52
C53
C57
C58
C51
W11
W12
W13
W14
W15
W16
W17
W18
W19
W20
W21
W22
W23
W24
W25
W26
W27
W28
W29
W30
W37
W39
W47
W49
Ü1
Ü2
Ü4
Ü5
G11
G12
C77
C65
C66
Bu7
Bu8
Bu9
Bu10
Bu11
Bu12
Bu13
Bu14
Bu15
C101
C97
C104
C73
C74
C152
C150
C151
M1
D1
D2
D3
D4
D5
D6
D7
D8
D9
D10
D11
C76
C64
C75
C68-69
C67
C63
C60
C59
C62
C61

créer une très faible capacité de couplage entre le BFO et les prises d'antenne et de cadre. En effet, dans la position ETAL du contacteur U_4, l'harmonique 2 de l'oscillation du BFO, c'est-à-dire 262 kHz (ou 258 kHz pour les récepteurs dont le BFO utilise un quartz de 129 kHz au lieu de 121 kHz), se trouve ainsi appliquée à l'entrée du récepteur et l'on peut vérifier si le signal capté correspond bien au réglage du récepteur sur 262 kHz, fréquence d'ailleurs repérée sur le cadran par un petit triangle. On peut également vérifier l'accord sur les autres harmoniques du BFO tombant dans les bandes de réception. Si un désaccord apparaît, on peut le rattraper avec un tournevis en agissant sur le trimmer de l'oscillateur local réglable à travers un orifice disposé en haut et à droite du cadran sur le panneau avant de l'appareil. Sur certains appareils, cet orifice est recouvert par un tout petit volet retenu par deux vis. Sur les autres, il faut soulever le volet recouvrant les lampes d'éclairage pour le découvrir.

Lorsque le contacteur U_4 se trouve en position A2, la bande passante MF doit être de 2 400 périodes et ne varie pas si l'on fait varier la position de l'axe des CV de désaccord. Par contre, en position A2, la bande passante est continuellement variable de 2 400 périodes (à gauche) à 400 périodes (à droite).

La tension BF fournie par la détectrice (GL3) est amenée à la grille de R_{65} par un système de filtrage. La tension BF amplifiée est amenée au transfo de sortie U_1 dont le secondaire va aux prises de casque, et le transformateur U_2 dont les secondaires servent à attaquer l'indicateur visuel de navigation AFN-2.

Précisons que dans le schéma général publié ci-contre, les différents contacts établis par le commutateur U_2 sont représentés dans la position radio-compas et que ceux du contacteur U_4 le sont dans la position A2.

Pour que le mystère du EZ-6 soit entièrement éclairci, des précisions complémentaires sur les commutations des bobinages HF seraient loin d'être superflues. Une figure montrant la correspondance des différents contacts du commutateur de gammes, et aussi du commutateur U_2, faciliterait grandement la tâche des dépanneurs éventuels. Malheureusement, notre documentation ne nous indique rien à ce sujet. Des renseignements détaillés sur le réalignement, notamment des bobinages HF, ne feraient pas de mal non plus. Cependant, nous pensons qu'avec les renseignements déjà fourni un amateur éclairé peut bien se débrouiller. Notre sentiment, après mûre réflexion, est que la sagesse commande d'utiliser le EZ-6 tel quel, sans chercher à lui apporter d'autres modifications qu'un réalignement, s'il s'impose. La faiblesse de son niveau de sortie peut être aisément compensée en montant sur le châssis de son alimentation extérieure une lampe de puissance BF dont la grille serait attaquée par les prises de casque de l'appareil. De toute façon, nous aurons l'occasion de reparler de cet appareil. Nous comptons également nous intéresser à un autre récepteur grandes ondes à grande sélectivité, pouvant constituer l'élément band-spread, dernière MF, détection et BF d'un récepteur de trafic. Il s'agit du R11-A/ARC-12, variante du fameux BC-453, qui vient de faire son apparition sur le marché belge. Et, bien entendu, nous ne perdons pas de vue le BC-728.

Valeurs des éléments du EZ-6

C_1 : condensateur variable différentiel de deux fois 100 pF, utilisé uniquement sur le modèle 124-112 A1.
C_{155} : CV différentiel deux fois 600 pF, uniquement sur le modèle 124-112 A2.
C_{49}, C_{45} : condensateurs variables 30 pF.
C_9, C_{20}, C_{28}, C_{78} : condensateurs variables 130-550 pF.
C_{94} : trimmer 1,5-7,5 pF.
C_4, C_5, C_6, C_{15}, C_{16}, C_{17}, C_{24}, C_{26}, C_{36} : trimmers 3-12 pF.
C_{86}, C_{44}, C_{106} : trimmers 4,5-13,5 pF.
C_8, C_{11} : trimmers 15-60 pF.
C_{85} : 3 pF.
C_{83}, C_{84}, C_{87}, $_{88}$, C_{91}, C_{92} : 4 pF.
C_{149} : 5 pF.
C_{88} : 7 pF.
$C_{109-117}$, C_{153} : 10 pF.
C_{13} : 11,5 pF.
C_{82} : 19 pF.
C_{90} : 21 pF.
C_{66} : 22 pF.
C_{27} : 30 pF.
C_{154} : 40 pF (uniquement sur le 123-112 A2).
C_{48}, C_{102} : 50 pF.
C_{30} : 100 pF.
C_{47} : 150 pF.
C_{40} : 170 pF.
C_{118}, C_{119} : 200 pF.
C_{89} : 270 pF.
C_{34}, C_{35}, C_{95}, C_{105}, C_{108} : 300 pF.
C_{13} : 380 pF.
C_{99}, C_{100}, C_{101} : 500 pF.
$C_{120-126}$: 660 pF.
$C_{126-131}$: 670 pF.
$C_{130-151}$: 1 000 pF.
C_8, C_{19}, C_{29}, C_{80} : 2 000 pF.
$C_{132-140}$: 2 100 pF.
C_{57} : 4 000 pF.
C_{60}, C_{69}, C_{00}, C_{01}, C_{02}, C_{07}, C_{70}, C_{107} : 10 000 pF.
C_{54} : 20 000 pF.
C_{63}, C_{64}, C_{65}, C_{66}, C_{68}, C_{69}, C_{73}, C_{74}, C_{76}, C_{76}, C_{103}, C_{104} : 0,5 mF.
C_{18}, C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{31}, C_{32}, C_{33}, C_{37}, C_{55}, C_{30}, C_{46}, C_{50}, C_{50}, C_{51}, C_{52}, C_{53}, C_{58}, C_{77}, C_{96}, C_{97}, C_{146}, C_{147}, C_{148} : 0,1 mF.
C_{56}, C_{153} : 1 mF.
W_6, W_7, W_9, W_{10}, W_{14}, W_{15}, W_{18}, W_{23}, W_{23}, W_{25}, W_{43}, W_{49}, W_{50} : 10 kΩ.
W_{28}, W_{29}, W_{31}, W_{40} : 20 kΩ.
W_{47} : 25 kΩ.
W_{33} : 30 kΩ.
W_{11} : 40 kΩ.
W_5, W_{12}, W_{37} : 50 kΩ.
W_{34} : 60 kΩ.
W_{19} : 100 kΩ.
W_{24} : 150 kΩ.
W_3, W_{27}, W_{36}, W_{48} : 200 kΩ.
W_{38}, W_{39} : 300 kΩ.
W_{16}, W_{42} : 400 kΩ.
W_{20} : 500 kΩ.
W_{30} : 1 MΩ.
W_8 : 1,5 MΩ.
W_{22} : 170 Ω.
W_{21}, W_{51}, W_{52} : 500 Ω.
W_4, W_{13} : 800 Ω.
W_{17} : 900 Ω.
W_{45} : 1 000 Ω.
W_{46} : 2 000 Ω.
W_{26} : 3 600 Ω.
W_{35} : 4 000 Ω.
W_{44} : 5 000 Ω.

Plusieurs lecteurs nous ayant demandé ce que pouvaient bien signifier les inscriptions telles que 1 000 Wdg. 0,1 Cul, 0,01 Cuss que l'on trouve sur les transfos et selfs de récupération allemands, nous avons déterminé expérimentalement que le chiffre suivi de Wdg indique le nombre de spires du bobinage et que celui précédant Cu représente le diamètre du fil, Cu indiquant qu'il s'agit de fil de cuivre, la ou les lettres suivantes se référant à la nature de l'isolant de ce fil. Par exemple, Cul désigne du fil émaillé et Cuss du fil isolé soie.

Le filtre à cristal

Puisque nous parlons du filtre à cristal MF, signalons que sur l'un des appareils en notre possession, C_{42} était absent et des petits condensateurs fixes avaient été soudés en parallèle sur C_{40} et sur C_{47} qui désaccordaient L_{15} et L_{16}. Evidemment, dans ces conditions, le filtre à cristal n'agissait pas, quelle que soit la position du bouton de contrôle de sélectivité. Nous avons rétabli la situation en enlevant ces deux condensateurs superfétatoires et en soudant un 20 pF en parallèle sur C_{44}. Il a naturellement fallu refaire l'accord de L_{15} et L_{16}. A ce propos, attention en réglant les noyaux. Si on les visse trop à fond, ils sortent de leur pas de vis et restent au fond du blindage. Les récupérer est alors toute une affaire, car cela oblige à démonter le transfo MF. Il semble bien que l'acte de vandalisme dont avait été victime notre appareil n'ait pas été un cas isolé car certains lecteurs nous ont signalé que leur commande de sélectivité n'agissait pas. Il est vrai que cette panne peut également provenir du cristal. En effet, les quartz utilisés sont du même type que les FT-241 *a*. Les deux faces du quartz sont revêtues d'un placage au centre duquel est finement soudée une « moustache de chat » qui assure le contact électrique et sert en même temps à soutenir le quartz. Ces fils très fins sont extrêmement fragiles et la soudure sur la face du quartz ne demande qu'à sauter si l'appareil subit un choc assez violent. Nous n'avons pas eu ce « pépin » sur nos deux appareils tests, mais des quartz de remplacement que nous avions pris la précaution de nous procurer en même temps qu'eux présentaient ce défaut. Sans doute s'agissait-il de quartz que les utilisateurs militaires avaient mis au rebut lors de dépannages. Heureusement, les lames de quartz — assez épaisses pour cette fréquence de 130 kHz — étaient intactes et il nous a été possible de ressouder les « moustaches ». L'opération est cependant délicate, surtout avec les quartz d'origine allemande. En effet, alors que certains EZ-6 sont équipés de quartz Telefunken dont le boîtier est entièrement en bakélite de couleur marron foncé, d'autres le sont de quartz de fabrication française SEPE dont une plaquette d'aluminium forme le couvercle. Les lames de quartz SEPE sont de plus grandes dimensions que celles de Telefunken et il est de ce fait plus facile de ressouder leurs « moustaches » — une sur chacune des deux faces plaquées. Sur le quartz Telefunken, par contre, il n'y a qu'une « moustache » à ressouder : elle fait en effet ressort et appuie le centre de l'autre face du cristal contre un petit contact. De toute façon, la première chose à faire avant d'entreprendre ce travail délicat est de nettoyer parfaitement les surfaces argentées du cristal : nous avons utilisé pour ce faire une poudre à récurer la vaisselle. L'action du quartz filtre MF est facile à vérifier en faisant varier la capacité de C_{41} et, évidemment, celle du quartz BFO est rendue apparente par l'apparition des sifflements d'hétérodynage en position A1.

En cas de malheur, s'il faut remplacer le quartz du BFO, il est recommandé de prendre un quartz dont l'écart avec la moyenne fréquence soit un peu plus grand que celui d'origine. *L'écart optimum pour la réception des émissions en SSB étant d'environ 1 750 Hz, la valeur du nouveau quartz devra donc être de 131,750 kHz si le quartz d'origine était de 131 kHz, ou de 128,250 kHz si le quartz d'origine était de 129 kHz.*

Un autre point qui chagrine pas mal de nos correspondants est le CAV. Les vieux habitués de cette chronique savent notre

hostilité de principe à ce dispositif sur un récepteur de trafic : appliqué aux étages d'entrée d'un récepteur, il en réduit la plupart du temps la sensibilité utile et son action antifading sur des émissions arrivant faiblement est assez illusoire. Par contre, appliqué à la dernière MF d'un appareil à plusieurs conversions, il peut présenter un intérêt certain s'il est assez énergique pour ramener au même niveau les signaux de toutes les stations reçues, qu'il s'agisse d'une station voisine arrivant à tout casser ou d'une station lointaine anémique. Ceci est particulièrement intéressant pour suivre le trafic en SSB. En effet, lorsqu'il s'agit de trafic entre une station locale très puissante et une station arrivant faiblement, il faut se précipiter sur le volume contrôle chaque fois que la station locale reprend, non seulement pour éviter d'ameuter le quartier, mais aussi pour pouvoir la comprendre. Nous avons expliqué dans nos précédents articles d'introduction à la SSB que lorsque le signal incident était trop puissant par rapport à celui délivré par le BFO le résultat était identique à celui produit par une outrageuse surmodulation en AM : modulation inintelligible. Et cela encore plus si l'on n'utilise pas de détecteur de produit. Nous avons vu aussi que pour recevoir de la SSB dans de telles conditions il fallait supprimer l'action de l'antifading. Contradiction ? Non, car cette recette s'applique aux systèmes habituels de CAV dont les constantes ne sont prévues ni pour la réception de la CW, ni pour celles de la SSB, c'est-à-dire pour des séries d'impulsions très rapides. Les circuits classiques n'arrivent pas à appliquer assez vite la tension de CAV aux étages contrôlés, de sorte qu'il y a surcharge du récepteur lors de l'impulsion initiale du signal avant que le CAV ne réduise le gain. En outre, le CAV ne maintient pas son action assez longtemps pour garder le gain constant entre les signaux Morse ou les syllabes de SSB. Le résultat est affreux : le signal fait un bond au début de chaque caractère Morse ou de chaque syllabe SSB, après quoi c'est le bruit de fond qui surgit à pleine puissance. *Pour être utilisable en CW ou SSB, un CAV doit donc avoir une action très rapide et énergique et il faut d'autre part que cette action se maintienne pendant environ une demi-seconde avant que la sensibilité du récepteur se rétablisse en l'absence de signal.* C'est ce qu'ont réalisé les constructeurs de l'EZ-6, car il s'est trouvé fortuitement que l'utilisation de l'appareil en radio-compas nécessitait un CAV de ce type. En fait, la réception des émissions en SSB ou CW avec le CAV en service — position radio-compas — est absolument parfaite, plus agréable même que sans CAV. Le seul inconvénient de l'attaque rapide et très énergique du CAV ainsi que du temps relativement long mis par le récepteur à reprendre toute sa sensibilité après chaque attaque, est que les parasites violents se traduisent par des « blancs » de réception, mais cela vaut quand même mieux que d'avoir les oreilles cassées et donne un effet certain de limitation de parasites valant largement celui de bien des « noise limiters ».

Les avantages de ce système de CAV, qui, à notre avis, constitue avec le filtre cristal MF l'un des deux points vraiment intéressants de l'EZ-6, sont tellement évidents à l'usage qu'il y a tout lieu de penser que ceux de nos lecteurs qui nous ont exprimé des réserves à son égard feraient bien de vérifier si le circuit CAV de leur appareil ne comporte pas de panne. S'assurer notamment du bon fonctionnement des diodes GL3, GL4, GL5 et GL6 en mesurant leur courant avant-arrière. Ces Sirutors sont de fabrication assez ancienne et nous avons pu constater sur l'un de nos appareils que certains avaient pratiquement rendu l'âme, ce qui entraînait le mauvais fonctionnement du CAV. Si tel est le cas, deux Sirutors de rechange peuvent être prélevés sur le circuit sortie BF de l'appareil et il est également possible de les remplacer par des diodes plus récentes, IN34 ou autres.

Certains lecteurs nous ont fait part de leur désir de remplacer les RV12P2000 par d'autres types de lampes. Outre que cela soulèverait de sérieuses difficultés mécaniques, cela risquerait d'affecter le bon fonctionnement du CAV qui dépend pour une large part de l'utilisation de lampes à pente fixe. On nous a même parlé de remplacer ces lampes par des EF183 pour donner davantage de sensibilité à l'appareil. Alors là, nous ne sommes pas du tout d'accord. Si l'EZ-6 manque de quelque chose, ce n'est sûrement pas de sensibilité, dont il a à revendre, mais c'est d'amplification BF, ce qui est compréhensible puisque la réception devait s'effectuer sur casque d'impédance moyenne (300 à 1 000 Ω). Il est vraiment très simple d'attaquer une lampe de puissance quelconque (6AQ5, EL84 ou autre), que l'on peut placer dans le coffret d'alimentation, par la prise de casque. En ce qui nous concerne, nous avons relié les deux extrémités du primaire d'un vieux transfo BF rapport 1/5 aux broches de sortie casque. Un potentiomètre de 500 kΩ en parallèle sur le secondaire du transfo permet de contrôler le gain BF, son curseur allant directement à la grille de commande de la lampe de puissance et l'une des extrémités du secondaire du transfo étant à la masse. Cela regonfle parfaitement le récepteur sans qu'il soit besoin de lui charcuter les entrailles.

Il est à remarquer, très justement que, pour une haute tension générale de 200 V, le potentiomètre fait varier la tension appliquée aux écrans de 0 à 90 V, alors que pour un fonctionnement normal la RV12P2000 demande une tension écran de 75 V. Il n'est pas besoin de manœuvrer longtemps la commande de sensibilité de l'EZ-66 pour se rendre compte qu'au-delà d'un certain réglage la sensibilité n'augmente pratiquement plus, les lampes étant saturées, alors qu'en deçà elle tombe très rapidement et on a également des distorsions. La bonne solution consiste à laisser une fois pour toutes le potentiomètre sur cette position optima et à contrôler la sensibilité sur le récepteur ou le convertisseur appelé à précéder l'EZ-6 pour la réception OC. En cas d'insuffisance du niveau de sortie(agir sur le potentiomètre de gain BF (commandant la lampe de puissance montée extérieurement comme précédemment indiqué).

Il nous paraît utile de rappeler ici *la règle d'or dont le respect est impératif lorsqu'on réalise un récepteur à multiples conversions : le gain de tous les étages précédant la dernière mélangeuse doit être réduit au minimum.* Si l'une des mélangeuses est saturée, on voit non seulement apparaître le souffle, mais surtout la transmodulation. Donc, pas d'étages d'amplification MF intermédiaire. Or, si l'EZ-6 est branché derrière un convertisseur OC, son étage HF (Ro1) se trouve transformé en amplificateur de la première MF variable. Si le gain du convertisseur est élevé et avec une lampe à faible recul de grille comme la 12P2000 on risque la saturation de Ro2 et même de Ro1, d'où blocages et transmodulation. Cela apparaît d'ailleurs clairement lorsqu'on écoute des stations de radiodiffusion puissantes avec l'EZ-6 seul.

Nous avons simplement résolu ce problème en enlevant Ro1 de son support et en la remplaçant par un petit condensateur fixe de 10 pF soudé entre la prise de grille et la prise de plaque du support. On conserve ainsi l'avantage de la présélection apportée par le circuit accordé de grille de l'ex-Ro1 et la tendance de l'EZ-6 à se saturer est pratiquement éliminée. Le rendement n'en est pas affecté, loin de là, car le contrôle de sensibilité peut alors être poussé à un point permettant un meilleur fonctionnement des lampes.

L'absence du stabilovolt prévu à l'origine ne doit donner lieu à aucun regret. Son élimination a été décidée par des services techniques compétents après qu'il ait été prouvé qu'il ne servait pratiquement à rien, la stabilité du récepteur demeurant extraordinaire malgré les vibrations et les variations importantes de la tension de bord d'un avion.

L'un de nos lecteurs qui disposait d'un fréquence-mètre professionnel de précision a pu constater qu'en l'espace de 24 heures, la dérive de l'oscillateur local du EZ-6 n'avait été que de quelques cycles. Cette stabilité extraordinaire est due non seulement au fait que l'oscillateur travaille sur des fréquences assez basses, mais surtout à la compensation des variations de température par condensateurs CTN. Cela n'est qu'une confirmation de plus notre vieille impression que les lampes stabilisatrices de tension sont une vaste fumisterie qu'il est temps de dégonfler. Elles ont certainement leur utilité par stabiliser par exemple la tension écran d'une lampe PA travaillant en classe AB2 ou B, mais leur effet sur la dérive d'un auto-oscillateur est négligeable. Dans ce dernier cas, seule est efficace la compensation des variations de température par des CTN judicieusement calculés. C'est le seul moyen de parvenir à réaliser les auto-oscillateurs dont la dérive ne dépasse pas une centaine de cycles au maximum requis par les récepteurs de trafic ou VFO's adaptés aux conditions actuelles de trafic. Des constructeurs aussi réputés que Collins et Drake ont d'ailleurs renoncé aux stabilisatrices au néon sur leurs récents récepteurs de trafic dont la stabilité est pourtant sensationnelle bien que leurs oscillateurs fonctionnent sur des fréquences de l'ordre de 2 à 3 MHz. Ce sont les CTN qui donnent la stabilité et non les tubes VR. Ne cherchez pas plus loin pour savoir pourquoi les VFO's de tant d'amateurs français dérivent outrageusement : ils ont stabilisé leur HT par VR et n'ont pas été chercher plus loin.

Démontage du EZ-6

C'est une opération qui n'est pas à conseiller, sauf en cas de nécessité absolue. Pour pouvoir séparer les blocs les uns des autres, il faut d'abord les détacher du panneau avant. Le bloc qui doit être séparé en premier est le bloc MF-BF. Ce n'est que lorsqu'il est enlevé qu'on a accès aux connexions à dessouder pour séparer le bloc HF du bloc CV. C'est ce dernier démontage qui est le plus hardu et risqué.

Pour démonter le cache du panneau avant, il faut dévisser les vis centrales de tous les boutons de commande. Le bouton central du démultiplicateur s'enlève alors en tirant vers soi. Au fond de la cuvette du bouton extérieur du démultiplicateur, dans laquelle se trouvait celui que nous venons d'enlever, il y a trois petites vis à dévisser pour enlever ce second bouton. Enlever ensuite les trois vis qui fixent le cache, puis enlever ce dernier, au besoin en faisant levier avec une lame de tournevis.

(*Suite* p. 71.)

convertisseurs à cristal pour réception GO et OC avec les command sets

L'apparition des récepteurs des surplus après la guerre a encouragé les amateurs dans la voie du double changement de fréquence, ces appareils créés pour les besoins militaires n'ayant qu'une bande de réception limitée. Nous pensons non seulement aux populaires « command sets » sur lesquels nous allons revenir, mais aussi aux récepteurs de trafic plus conséquents BC-348, BC-342 et BC-312, qui ne descendent pas au-delà de 18 Mc, c'est-à-dire ne couvrent pas les bandes amateurs des 21 et 28 Mc.

L'écoulement sur le marché à profusion et à vil prix de quartz surplus a suggéré aux amateurs le raisonnement suivant :

1° L'adjonction au poste de trafic d'un convertisseur créant un premier changement de fréquence pour lui permettre de recevoir des gammes d'ondes pour lesquelles il n'a pas été prévu, ou même qu'il reçoit mal, est une nécessité.

2° Il est regrettable d'avoir sur le récepteur de trafic un cadran de haute précision à étalonnage rigoureux et de ne pas s'en servir puisqu'on le règle sur une valeur *première moyenne fréquence*, choisie une fois pour toutes, et de devoir effectuer la recherche des stations sur le convertisseur de fabrication maison, dont la réalisation mécanique ne vaut pas celle d'un appareil industriel.

3° Il n'est pas pratique de devoir, chaque fois que l'on passe de la réception avec le récepteur utilisé normalement à la réception avec convertisseur, régler préalablement le récepteur sur la valeur *première moyenne fréquence choisie*, et ce avec précision faute de quoi l'étalonnage du cadran du convertisseur ne correspond plus à rien.

4° Le convertisseur étant généralement utilisé pour recevoir des gammes d'ondes très courtes que ne permet pas de recevoir le récepteur de trafic, son oscillateur local doit fonctionner sur des fréquences élevées. Or, un auto-oscillateur travaillant sur de telles fréquences est difficilement stable. Le convertisseur sera donc affecté de glissement de fréquence que l'on pourra réduire en stabilisant les tensions par des tubes régulateurs au néon, mais non supprimer complètement. Ce glissement de fréquence s'ajoutera à celui, réduit il est vrai, du second changement de fréquence. L'idéal serait d'avoir une oscillation contrôlée par quartz pour le premier changement de fréquence.

5° Au fait, pourquoi pas ? Dans un changement de fréquence, on a deux éléments variables et un élément fixe. Ce dernier est généralement la moyenne fréquence, la fréquence incidente et la fréquence de l'oscillateur local étant variables. *Mais cela n'est nullement obligatoire. On peut tout aussi bien avoir la fréquence de l'oscillateur local fixe et la moyenne fréquence et la fréquence incidente variables, ce qui permet d'avoir un oscillateur local contrôlé par quartz.* Alors que dans le changement de fréquence classique c'est la fréquence de l'oscillateur local qui est critique et détermine la fréquence de réception, dans ce cas c'est la valeur de la moyenne fréquence. Dans les deux cas, le réglage du circuit grille de commande de la modulatrice n'a pas d'influence critique sur la fréquence de réception. S'il n'est pas accordé exactement sur elle, la sensibilité du récepteur diminue, mais cela n'entraîne pas la réception d'une fréquence voisine. N'oublions cependant pas les fréquences-images : $mf = fh - fi$ ou $mf = fi - fh$. Cette égalité peut également s'écrire : $fi = fh + mf$ ou $fi = fh - mf$. Etant donné que fh est fixe (valeur du quartz utilisé), plus élevée sera mf (fréquence des circuits accordés variables du récepteur devant lequel est branché le convertisseur), plus grand sera l'écart en fréquence avec la fréquence image et partant plus réduit le besoin de présélection à l'entrée du convertisseur pour éviter de la recevoir. Nous verrons par la suite qu'une présélection est cependant nécessaire pour une tout autre raison.

Les avantages de ce système, utilisé avec un succès considérable par les amateurs-émetteurs, sont évidents.

1° La recherche des stations s'effectue sur le cadran du récepteur et non sur le convertisseur.

2° Le récepteur peut avantageusement n'avoir qu'une seule gamme de réception, d'où avantage d'éviter une commutation de circuits haute fréquence source de pertes et de déréglages.

3° Cette gamme de réception peut avantageusement être assez étroite, ce qui donne automatiquement avec le convertisseur *la réception des ondes courtes en bandes étalées (bandspread) toutes de la même façon.*

4° Le récepteur, n'ayant qu'une gamme de réception, peut facilement être parfaitement aligné *et étalonné en kilocycles.*

5° On sait immédiatement avec précision quelle fréquence on reçoit avec le convertisseur. Il suffit d'ajouter la fréquence sur laquelle est accordé le récepteur à celle du quartz (ou de la soustraire de celle du quartz).

6° Si le convertisseur est indépendant du poste, il est possible de l'utiliser devant un autre poste couvrant une gamme d'ondes différente en lui mettant un quartz approprié.

Ces principes ont trouvé une application remarquable dans une magnifique réalisation industrielle américaine : le récepteur de trafic Collins 75-A, dont le seul défaut est d'être d'un prix inabordable (530 dollars, sans le haut-parleur !). La partie convertisseur de cet appareil comprend une 6CB6 haute fréquence suivie d'un changement de fréquence par deux lampes : une 6BA7 en mélangeuse et une 12AT7 en oscillatrice cristal et multiplicatrice de la fréquence fondamentale du quartz. Le récepteur second changeur de fréquence qui suit ce convertisseur ne couvre qu'une gamme d'une largeur de 1 000 Kc, allant de 1 500 à 2 500 Kc. Il se compose d'un changement de fréquence *par trois lampes*, à savoir : une 6BA7 mélangeuse, une 6BA6 oscillatrice et une 6BA6 en tampon entre l'oscillatrice et la mélangeuse pour éviter toute interréaction entre les deux. Viennent ensuite quatre étages moyenne fréquence à 455 Kc, une 6AL5 détectrice et CAV,

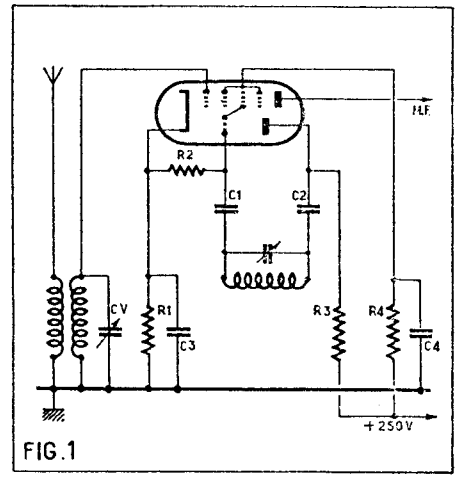


FIG.1

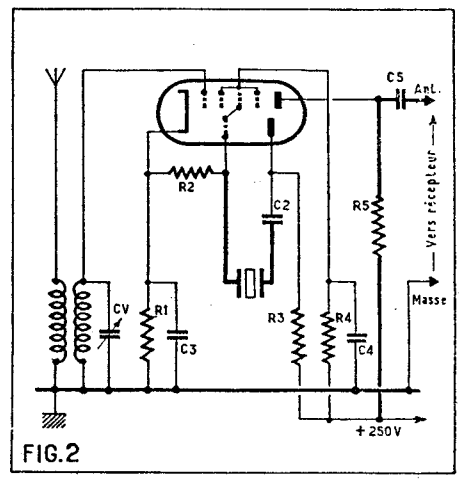


FIG.2

une 6BA6 BFO, une 12AX7 première basse fréquence et amplificatrice de CAV, deux 6AL5, limiteuses de parasites et une 6AQ5 BF. L'écart entre chaque division du cadran de ce superbe appareil représente un kilocycle, ce qui constitue une extraordinaire précision.

Si nous vous avons donné ces détails sur le 75-A, ce n'est nullement, soyez-en certains, pour vous inciter à en acheter un. Nous savons parfaitement que la grande majorité de nos lecteurs ne sont pas des nababs pouvant se payer le luxe d'un récepteur de radio à quelque 2 000 F. C'est parce qu'ils illustrent parfaitement le système de double changement de fréquence que nous préconisons et qu'il est courant parmi les amateurs d'appeler « à la 75-A ». *Nous n'hésitons pas à affirmer que, malgré sa complication apparente, c'est le seul qui permette à l'amateur, ne disposant pas d'un véritable laboratoire, de réaliser un poste de trafic comparable à un poste professionnel et à un prix nullement supérieur à celui qu'il lui faudrait mettre pour réaliser un poste à simple changement de fréquence avec un bloc à plusieurs bandes avec IIF accordée.*

Première réalisation simple de double changement de fréquence à la 75-A

Conformément à notre principe d'aller du plus simple au plus compliqué, nous vous présentons maintenant une première réalisation illustrant les considérations théoriques qui ont précédé. Ce convertisseur à cristal vous permet de transformer tout récepteur dont la gamme de réception est réduite en un toutes ondes à bandes étalées, et ce moyennant une dépense infime.

Nous utiliserons une seule lampe classique pour le changement de fréquence sur les récepteurs habituels : ECH81, ECH42, ECH41, 6K8, 6E8, ECH3, ECH33, ou autre du même genre. Une telle lampe ne donnera pas le maximum de ce qu'il est possible d'obtenir, mais elle a le gros avantage de se trouver dans les tiroirs de la plupart des amateurs. La ECH81 et la ECH42 sont à préférer lorsqu'on a le choix par suite de leur plus grande pente de conversion. La figure 1 nous montre un exemple de telle lampe, montée en changeuse dans un récepteur normal. Nous avons figuré la partie oscillatrice montée en ultraudion pour plus de clarté, mais cela ne change rien. Les valeurs des résistance R_1, R_2, R_3 et R_4 peuvent être relevées sur un quelconque schéma de récepteur utilisant la lampe choisie. Celles que nous donnons sous la figure sont valables pour les 6E8, 6K8, ECH3 ou analogues qui, si elles ont des caractéristiques un peu moins bonnes que les récentes miniatures, ont l'avantage pour des essais d'avoir la grille modulatrice facilement accessible par leur téton au sommet de l'ampoule. La figure 2 nous montre la transformation de ce schéma en celui d'un convertisseur contrôlé par cristal. Le circuit de l'oscillateur ultraudion est simplement transformé en un montage Pierce d'oscillateur à cristal par la suppression du condensateur C_1, de la self et du condensateur variable l'accordant. Le transformateur moyenne fréquence est supprimé et remplacé par une simple résistance R_5, dont la valeur n'est pas critique (elle joue le rôle de self de choc) et peut être comprise entre 10 000 et 25 000 Ω. Si l'on a une bonne self de choc sous la main, R100 National ou autre, on pourra évidemment lui trouver là une utilisation. C_5 est un petit condensateur destiné à arrêter la composante continue entre la plaque modulatrice et la prise d'antenne à laquelle on le relie par un fil blindé à faibles pertes (bout de câble coaxial) dont la gaine sera reliée à la fois à la masse du convertisseur et à la masse du poste.

La réalisation mécanique du convertisseur n'a absolument rien de critique. Il est cependant recommandé de séparer par des blindages le bobinage d'antenne, son condensateur variable et le téton de grille modulatrice du quartz, d'une part, et de la plaque modulatrice, d'autre part. R_5 et C_5 doivent être soudés directement sur la cosse plaque modulatrice du support de lampe. Le câble blindé doit partir d'aussi près que possible de cette cosse, en faisant entrer si possible C_5 dans la gaine. CV sera un condensateur variable de 0,5, 0,49 ou 046/1 000. Ce sera par exemple un condensateur à deux cages de superclassique, à bon isolement et à faible capacité résiduelle, dont on n'utilisera qu'une cage pour le moment. Quant au bobinage d'antenne ses caractéristiques seront évidemment fonction de la bande à recevoir. L'amateur ingénieux saura trouver un système de bobinages amovibles pratique. Pour les premiers essais, une connexion volante reliée au stator du condensateur variable, lui-même relié au téton de grille, et une autre reliée à la masse suffiront. Etant donné que le réglage du CV n'est pas critique, il n'est pas utile de le munir d'un démultiplicateur.

La condition essentielle pour que le système marche de façon satisfaisante est que le récepteur ne capte absolument rien sans antenne. Pour cela il faut qu'il soit parfaitement blindé. C'est heureusement le cas pour la plupart des appareils surplus, mais il n'en est pas de même pour les récepteurs de radiodiffusion. Même avec un appareil surplus blindé comme un tank, comme un command set, il est bon de remplacer la prise d'antenne par une prise co-axiale. La prise d'antenne émerge en effet d'un peu plus d'un centimètre du blindage et arrive à faire antenne.

Comment calculer la valeur des quartz à utiliser sur le convertisseur

La première chose à faire est de déterminer l'étendue de la gamme de fréquences couverte par le récepteur qui va nous servir de moyenne fréquence variable et celle des diverses bandes que l'on veut recevoir « à la 75-A ». Quelques exemples types vous feront mieux comprendre que de longs discours la marche à suivre qui permettra à chacun de refaire le calcul approprié à son cas particulier.

I. Utilisation de notre convertisseur devant un BC 45 4

Cet appareil recevant de 6 000 à 3 000 Kc, il couvre donc une gamme de 6 000 — 3 000 = 3 000 Kc. Son possesseur va vouloir lui permettre de recevoir des fréquences plus basses que 3 000 Kc et plus élevées que 6 000 Kc.

A. — Réception des grandes ondes et petites ondes de radiodiffusion. Il s'agit là de fréquences plus basses que celles de la gamme du récepteur utilisée en moyenne fréquence variable. Rappelons que la gamme grandes ondes d'un récepteur de radiodiffusion standard va de 150 à 310 Kc, soit une largeur de 160 Kc, et que la gamme petites ondes va de 520 à 1 620 Kc, soit une largeur de 1 100 Kc. Ces largeurs de bandes sont nettement inférieures aux 3 000 Kc de notre moyenne fréquence variable. Bien mieux ! Entre le « haut » (en longueurs d'ondes) de la gamme GO (150 Kc) et le « bas » de la gamme PO (1620 Kc), l'écart n'est que de 1 620 — 150 = 1 470 Kc, ce qui est encore nettement inférieur à l'étendue de fréquences que notre MF variable de 3 000 Kc nous permet de couvrir avec un seul quartz au convertisseur. En fait — et c'est tout à fait fortuit — la gamme de fréquences s'étendant de zéro cycle à 3 000 Kc, fréquence la plus basse de notre MF variable, fait exactement les 3 000 Kc de la variation de cette dernière. Donc, en mettant sur notre convertisseur un quartz de 3 000 Kc, on couvrira en une seule bande toutes les fréquences possibles inférieures à 3 000 Kc, c'est-à-dire les très grandes ondes, les grandes ondes, la gamme d'ondes moyennes utilisée par l'aviation et la marine, les petites ondes et la gamme chalutiers. Il faudra bien entendu commuter les bobinages appropriés dans le circuit grille modulatrice de notre convertisseur dont le condensateur variable ne permet pas la couverture d'une gamme de fréquences aussi étendue avec un bobinage unique.

La possibilité de recevoir avec un seul quartz toutes les fréquences inférieures à la fréquence la plus basse de la gamme couverte par le récepteur utilisé en moyenne fréquence variable se retrouve chaque fois que cette fréquence la plus basse est égale à la largeur de la bande de fréquence reçue par le récepteur MF, par exemple récepteurs dont la gamme va de 1 500 à 3 000 Kc ou de 2 000 à 4 000 Kc ou de 2 500 à 5 000 Kc, etc. Ce dernier cas est celui d'un autre récepteur surplus intéressant : le R61 que l'armée française utilisait sur ses chars en 1940 et dont nous aurons l'occasion de vous parler plus longuement.

Je vois venir une objection : il suffit de chercher un quartz d'une valeur déterminée pour ne pas le trouver. On cherche un 3 000 Kc et l'on ne trouve que des valeurs plus ou moins approchantes. Rassurez-vous ! Il n'est pas indispensable que le quartz fasse exactement 3 000 Kc. En effet dans la gamme étendue limite, dont un tel cristal permet la réception, il est des sous-gammes pratiquement sans intérêt. C'est le cas de celle allant de 0 à 150 Kc. Donc, si nous voulons recevoir seulement à partir du « haut » de la gamme grandes ondes nous pouvons prendre une valeur de quartz différente dont le calcul s'effectue en soustrayant 150 (fréquence la plus basse à recevoir) de 3 000 (fréquence la plus basse du récepteur) soit 2 850 Kc ; donc, pratiquement, tout quartz de fréquence comprise entre 2 650 et 3 000 Kc fera l'affaire dans le cas envisagé.

Si l'on ne s'intéresse qu'aux gammes grandes ondes, petites ondes et ondes courtes (dont nous parlerons la prochaine fois), il existe un moyen très simple de trouver les bobinages et leur commutation pour le circuit d'entrée du convertisseur : on prend un de ces blocs de changement de fréquence toutes ondes classiques mis au rebut parce que sa partie oscillatrice ne permettait pas un alignement convenable, le circuit accord antenne et sa commutation restant en bon état. On n'utilise que cette partie, l'oscillateur ne nous étant d'aucune utilité.

Choix de la fréquence

Nous avons montré que, dans le cas d'utilisation de notre convertisseur devant un BC-454, la valeur du quartz permettant la réception des PO et GO de radiodiffusion devait être comprise entre 2 850 et 3 000 Kc. Ce sont là des valeurs optima, mais d'autres sont possibles moyennant de minimes sacrifices. On peut en effet renoncer à la gamme « chalutiers » et se fixer comme fréquence limite à recevoir celle de 1 620 Kc qui constitue le « bas » de la gamme PO. La fréquence la plus élevée reçue par notre récepteur, moyenne fréquence variable étant 6 000 Kc nous avons :

6 000 — 1 620 = 4(380.

Donc, tous les quartz de fréquences comprises entre 2 850 et 4 380 Kc permettront de recevoir les petites ondes et les grandes ondes avec notre convertisseur branché devant un récepteur couvrant de 3 000 à 6 000 Kc.

Si nous poussons encore plus loin le sacrifice et renonçons à la réception de la gamme grandes ondes, nous pouvons utiliser pour recevoir les petites ondes des quartz de fréquence plus basse que 2 850 Kc. En effet, la fréquence la plus basse de la gamme PO étant de 520 Kc et celle de notre MF variable 3 000 Kc, nous avons :

3 000 — 520 = 2 480 Kc.

Tous les quartz dont la fréquence est comprise entre 2 480 et 4 380 Kc permettent de recevoir les petites ondes avec le BC-454.

L'intérêt du système réside non pas tant en la possibilité de recevoir la radiodiffusion avec le récepteur ondes courtes —

on aurait obtenu le même résultat en employant un auto-oscillateur à la place de l'oscillateur à quartz — qu'en celle de pouvoir employer le convertisseur en appareil de mesures.

Tout d'abord, notre convertisseur, en employant des quartz de fréquences comprises dans les limites que nous venons de déterminer, va nous permettre de vérifier et de fignoler l'étalonnage du récepteur servant de moyenne fréquence variable d'après les réglages sur le cadran de ce dèrnier des diverses stations de radiodiffusion dont on connaît la fréquence avec précision. Par exemple, avec un quartz de 3 000 Kc, nous recevrons Paris-Inter (164 Kc) sur la graduation 3 000 + 164 = 3 164 Kc, Droitwich (200 Kc) sur 3 200, Luxembourg (232 Kc) sur 3 232 Kc, etc. Avec un quartz 4 380 Kc, on aura Inter : 4 380 + 164 = 4 544, Droitwich : 4 380 + 200 = 4 580, etc.

Il saute aux yeux qu'il y a toujours intérêt du point de vue facilité de calcul de prendre des quartz dont la fréquence est un chiffre rond.

Le convertisseur trouve quantité d'autres utilisations pour l'essai de bobinages. Ne pouvant pour le moment nous lancer dans de longues digressions à ce sujet, signalons cependant le cas particulier où l'amateur se trouve en présence d'une self provenant d'une quelconque récupération dont il ne sait qu'une chose, c'est qu'elle a un nombre important de spires. Pour en savoir davantage, il suffit de la mettre à la place du bobinage d'antenne et de relier cette dernière à la grille modulatrice par une capacité de quelques picofarads seulement. Supposons que le récepteur utilisé soit le BC-454. Nous avons vu qu'avec un tel récepteur, un quartz de 3 000 Kc permet de recevoir de zéro à 3 000 Kc. En tournant le cadran du récepteur, le CV du convertisseur étant au minimum, nous passons sur un réglage où s'accroit sensiblement le bruit de fond. Nous sommes par exemple sur la graduation 3 050 Kc. Nous en concluons que le bobinage essayé résonne, avec la seule capacité résiduelle du CV, sur 50 Kc.

Réception des ondes courtes

Réception des ondes courtes avec le BC-454, c'est-à-dire de fréquences plus élevées que celle la plus haute de la gamme moyenne fréquence variable (6 000 Kc).

Contrairement à ce qui se passait dans le cas précédent, la gamme de 3 000 Kc de notre moyenne fréquence variable ne va pas nous permettre, loin de là, de couvrir toute l'étendue des ondes courtes décamétriques que nous allons être obligés de découper en bandes semi-étalées, chacune nécessitant une fréquence de quartz oscillateur différente. La gamme ondes courtes standard d'un récepteur toutes ondes courant couvre en moyenne de 5,9 à 18 MHz, soit une étendue de 12 100 Kc, ce qui représente un peu plus de quatre fois la variation de 3 000 Kc dont nous disposons. Partant de 6 000 Kc, si nous voulons couvrir toute cette plage sans trou, nous pouvons prévoir quatre gammes, à savoir :

1° de 6 000 à 9 000 ;
2° de 9 000 à 12 000 ;
3° de 12 000 à 15 000 ;
4° de 15 000 à 18 000.

Lorsque l'on veut recevoir une gamme de fréquences plus élevées que celle de la moyenne fréquence variable, *la valeur du quartz à utiliser est égale à la différence entre la fréquence la plus basse de la bande à recevoir et la fréquence la plus basse de la moyenne fréquence variable* (3 000 Kc pour le BC-454). Pour la gamme 1°, nous aurons : Q = 6 000 — 3 000 = 3 000 Kc. Cette valeur était déjà celle que nous avions trouvée optima pour la réception des petites et grandes ondes. Nous voyons donc que, dans le cas particulier qui nous occupe, un seul quartz permet la réception de zéro à 9 000 Kc.

Pour la gamme 2° :
Q = 9 000 — 3 000 = 6 000 Kc.
Pour la gamme 3° :
Q = 12 000 — 3 000 = 9 000 Kc.
Pour la gamme 4° :
Q = 15 000 3 000 = 12 000 Kc.

Considérant ces valeurs idéales obtenues, il apparaît qu'il s'agit des harmoniques 2,3 et 4 de 3 000 Kc. Il serait donc possible de n'utiliser qu'un seul quartz de cette valeur en ayant recours à un montage multiplicateur de fréquence que nous verrons plus loin mais qui n'est malheureusement pas réalisable avec un bon rendement avec la lampe changeuse de fréquence que nous utilisons sur notre convertisseur.

Valeurs idéales avons-nous dit, en ce sens qu'elles permettent un recouvrement sans trou de la gamme d'ondes courtes de 6 000 à 18 000 Kc, mais, comme nous l'avons vu pour les grandes ondes, il existe heureusement de multiples compromis possibles qui permettent d'utiliser une multitude de quartz de valeurs plus courantes. Chacun sait en effet qu'il existe dans l'immense étendue des ondes courtes quelques bandes relativement étroites de fréquences réservées, soit à la radiodiffusion, soit aux amateurs et que le reste ne sert qu'aux liaisons commerciales ou de services publics. A vrai dire, cela est devenu plus théorique que pratique car les stations de radiodiffusion se sont à tel point éparpillées qu'il devient fort délicat de les classer par bandes. Les calculs que nous allons faire pour les bandes d'amateurs indiqueront la marche à suivre à ceux qui s'intéressent à une bande de radiodiffusion particulière.

Les bandes affectées aux amateurs

Les bandes de fréquences affectées aux amateurs en ondes décamétriques sont, rappelons-le, les suivantes :

Bande des 80 mètres (de 3 500 à 3 800 Kc), le BC-454 la reçoit normalement sans convertisseur.

Bande des 40 mètres (de 7 000 à 7 200 Kc).

Bande des 20 mètres (de 14 000 à 14 350 Kc).

Bande des 14 mètres (de 21 000 à 21 450 Kc).

Bande des 10 mètres (de 28 000 à 29 700 Kc).

Voyons les valeurs extrêmes de quartz permettant de recevoir la bande 40 avec le BC-454. Soustrayons de la fréquence la plus basse de la bande à recevoir (7 000) la fréquence la plus basse de la moyenne fréquence variable (3 000) *et la fréquence la plus élevée de la bande à recevoir* (7 200), *la fréquence la plus élevée de la moyenne fréquence variable* (6 000).

7 000 — 3 000 = 4 000 Kc.
7 100 — 6 000 = 1 100 Kc.

Donc, tous les quartz de fréquence comprises entre 1 200 et 4 000 Kc permettront de recevoir la bande amateur des 40 mètres avec le poste envisagé.

Un calcul analogue nous montre que la réception de la bande 20 mètres sera possible avec les quartz de fréquences comprises entre 14 000 — 3 000 = 11 000 Kc et 14 350 — 6 000 = 8 350. (On trouve assez facilement des cristaux de 8 400, 8 500, 8 550 ou 8 650 qui font parfaitement l'affaire).

Pour la bande des 14 mètres, les fréquences possibles sont comprises entre 15 450 et 18 000 et, pour la bande 10 mètres, entre 23 700 et 25 000 ; la réception de ces bandes avec le récepteur envisagé n'est possible qu'en procédant à la multiplication de la fréquence d'un quartz de valeur au moins moitié moindre.

En conclusion de ce qui précède, remarquons : 1° Qu'avec un convertisseur devant un appareil dont la gamme de réception descend à 6 000 Kc, il est possible avec les quartz surplus courants de recevoir la bande amateurs 20 mètres sans avoir à procéder à une multiplication de la fréquence fondamentale du quartz. 2° *Que si la gamme de réception du récepteur est assez étendue on n'est pas obligé de rechercher une valeur précise de quartz qu'on a de fortes chances de ne pas trouver et que l'on a le choix entre quantité de cristaux de fréquences d'oscillation différentes.* 3° Qu'en prenant une gamme moyenne fréquence variable se situant en ondes courtes les fréquences images ne posent aucun problème et le circuit d'accord antenne du convertisseur est amplement suffisant pour assurer la présélection voulue. Supposons que nous mettions sur notre convertisseur un quartz de 12 000 Kc. Avec le BC-454 nous pourrons recevoir soit de 12 000 + 3 000 = 15 000 à 12 000 + 6 000 = 18 000, soit de 12 000 — 3 000 = 9 000 à 12 000 — 6 000 = 6 000. Or, nous avons vu que cette bande de 6 000 à 9 000 Kc peut également être couverte avec un cristal de 3 000 Kc. On peut donc obtenir les mêmes résultats avec les deux valeurs de quartz avec cette différence importante que, dans le cas ou la fréquence reçue est le résultat de la soustraction de la valeur MF de la valeur du quartz (cas Q = 12 000), *la fréquence reçue diminue lorsque augmente la moyenne fréquence.* Cette notion n'a qu'un intérêt théorique dans le cas que nous venons d'envisager — récepteur couvrant une gamme de fréquences étendue située en ondes courtes — car il est évident que l'on trouve plus facilement un quartz de fréquence relativement basse (3 000 Kc dans notre exemple) qu'un cristal de fréquence élevée (12 000). Nous aurons l'occasion de voir qu'il n'en est pas de même lorsque le récepteur couvre une gamme assez étroite de fréquences situées en ondes relativement longues.

Notons enfin que l'écart entre la fréquence de réception et la fréquence image étant égale au double de la moyenne fréquence varie, en fonction de cette dernière. Par exemple, dans le cas du BC 454, il est de 6 000 Kc lorsque le récepteur est accordé sur 3 000 Kc et de 12 000 Kc lorsqu'il est réglé sur 6 000 Kc. Cette notion est également importante lorsque la moyenne fréquence variable se situe en ondes longues, cas auquel nous arrivons.

Utilisation du convertisseur devant le BC-453

Ce récepteur couvre, rappelons-le, de 190 à 550 Kc et possède une extraordinaire sélectivité due à ses deux étages moyenne fréquence accordés sur 85 kilocycles. Placé derrière le convertisseur, il fournit une moyenne fréquence variable de 550 — 190 = 360 Kc. C'est très peu mais cela permet un étalement considérable de gammes ondes courtes réduites avec une précision d'étalonnage de l'ordre du kilocycle. Grâce à ces qualités (étalement, sélectivité et précision), c'est l'appareil idéal pour celui qui s'intéresse à la réception des amateurs émetteurs dans les bandes très encombrées des 80 mètres, 40 mètres et même 20 mètres. L'étendue de ces bandes est en effet inférieure aux 360 Kc qu'il nous permet de couvrir. Voyons les valeurs de quartz à utiliser pour chacune de ces bandes.

A. Bande 80 mètres (3 500 à 3 800 Kc, soit une étendue de 300 Kc), 360 — 300 = 60, donc notre récepteur nous permet de couvrir 60 Kc de plus que la bande qui nous intéresse, donc de 3 440 à 3 800 Kc ou de 3 500 à 3 860 Kc. Soustrayons de la fréquence la plus basse que nous pouvons recevoir (3 440) la fréquence la plus basse reçue par le récepteur (190) : 3 440 — 190 = 3 250. Soustrayons de la fréquence la plus élevée susceptible d'être reçue (3 860) la fréquence la plus élevée reçue par le récepteur (550) : 3 860 — 550 = 3 310.

Donc, tous les quartz de fréquences comprises entre 3 250 et 3 310 Kc feront l'affaire. Prenons par exemple un quartz 3 300 Kc, nous aurons la correspondance

suivante entre les graduations du cadran du récepteur et les fréquences reçues :

200	300	400	500
3 500	3 600	3 700	3 800

Si nous ajoutons à la fréquence la plus basse à recevoir (3 440) *la fréquence la plus élevée reçue par notre récepteur* (550) *et à la fréquence la plus élevée à recevoir* (3 860) *la fréquence la plus basse de notre récepteur* (190) *nous avons :*

3 440 + 550 = 3 940 3 860 + 190 = 4 050.

Les quartz de valeurs comprises entre 3 940 et 4 050 Kc permettent également la réception de la bande choisie, mais la correspondance entre les graduations du cadran du récepteur et les fréquences reçues est inversée. Si nous prenons un quartz de 4 000 Kc, nous avons la correspondance :

200	300	400	500
3 800	3 700	3 600	3 500

B. Bande 40 mètres (7 000 à 7 100 Kc). soit une étendue de 100 Kc.

En effectuant un calcul analogue nous voyons que toutes les valeurs de quartz comprises entre 6 550 et 6 810 Kc conviennent, de même que celles entre 7 550 et 7 390 (lecture inversée).

C. Bande 20 mètres (14 000 à 14 350 Kc), soit une étendue de 350 Kc, inférieure de 10 Kc seulement à celle que nous pouvons couvrir. Il est évident que dans ces conditions, les valeurs de quartz entre lesquelles nous avons le choix sont limitées.

Ayant recours toujours au même calcul nous découvrons que les quartz utilisables doivent avoir leurs fréquences comprises entre 13 800 et 13 810, ainsi qu'entre 14 540 et 14 550. Ces valeurs sont pratiquement introuvables, mais nous pouvons par exemple prendre des quartz de fréquences moitié moindres en utilisant leur harmonique deux, c'est-à-dire de fréquences comprises entre 6 900 et 6 905 Kc ou entre 7 270 et 7 275 Kc.

Ajoutons que, du fait de la valeur assez basse de la moyenne fréquence employée, les fréquences images seront gênantes. On peut éliminer cet inconvénient en faisant précéder le convertisseur de deux étages haute fréquence accordés, moyennant quoi on obtient des résultats que peu de récepteurs de trafic de très grande classe sont capables de donner.

Nous vous avons donné, avec ces exemples détaillés, toute la marche à suivre pour déterminer les valeurs de quartz nécessaires pour vous permettre de recevoir les bandes de votre choix avec le récepteur quelconque que vous pouvez avoir en votre possession, surplus ou autre. La bande étalée 49 mètres que possèdent certains récepteurs de radiodiffusion fournit une excellente valeur de moyenne fréquence variable, de même que la bande « chalutiers » de certains postes. Vous pouvez même essayer d'utiliser la gamme petites ondes de votre récepteur. Dans la journée, aux heures où les émetteurs locaux ne fonctionnent pas, elle fera certainement l'affaire, mais il est à craindre qu'il n'en soit plus de même le soir. Cela dépend du blindage des éléments du récepteur et surtout de son isolement du secteur qui, bien souvent, joue le rôle d'antenne. Certains vieux « super-inductance » Philips donnent d'assez bons résultats en moyenne fréquence variable.

Tel quel, notre convertisseur d'une simplicité sans égale permet l'utilisation de nombreux quartz de fréquences généralement considérées comme sans intérêt et, avec une antenne digne de ce nom, des réceptions fort honorables. Il est cependant possible de faire beaucoup mieux au prix d'une complication non prohibitive ; c'est ce que nous verrons plus loin.

le R 61 ou RR 3

Le « R61 », appelé encore « RR3 », de l'armée française est un récepteur particulièrement recommandable aux amateurs qui, ayant fait leurs premières armes en construisant des postes de radiodiffusion classiques voient se développer en eux le virus des ondes courtes. Ce virus vient naturellement en écoutant la gamme OC du récepteur de radio familial mais les déficiences de ce genre d'appareil ne tardent pas à apparaître. Le cadran plus joli que précis permet mal le repérage des stations. L'absence à peu près générale d'étage haute fréquence accordé ne permet pas la présélection qui serait nécessaire avec une valeur moyenne fréquence de 472 ou 455 Kc, aussi les fréquences-images occasionnent-elles nombre de brouillages et chaque émission apparaît-elle sur deux réglages du cadran. Du fait également de cette absence de préamplification HF et de celle fort courante d'une excellente antenne, la sensibilité de ce genre d'appareil est insuffisante pour la réception des signaux faibles. Le « toutes ondes » du commerce présente souvent en outre l'inconvénient d'une stabilité insuffisante en ondes courtes par suite d'un manque de rigidité mécanique et d'une insuffisance de blindage qui a pour conséquence la réception d'émissions indésirables « en direct » lorsqu'on veut l'employer en seconde moyenne fréquence derrière un convertisseur pour recevoir des gammes qu'il ne permet pas normalement de couvrir.

Tous ces défauts n'existent pas sur le R61 qui présente en outre d'autres appréciables avantages.

Par le jeu d'un commutateur à deux positions, cet appareil permet de couvrir les deux gammes de fréquences suivantes :

1° De 10 000 à 5 000 Kc (30 à 60 m) ;

2° De 5 000 à 2 500 Kc (60 à 120 m).

L'appareil permet donc de recevoir tous les émetteurs de radiodiffusion situés dans les bandes des 30 m, 41 m et 49 m sur sa gamme « I » que nous appellerons dorénavant pour plus de simplicicité « PO ». On trouve également sur cette gamme la classique bande des 40 m des amateurs-émetteurs. Tout cela pourrait être également reçu, bien que dans des conditions bien moins bonnes, par un toutes-ondes classique dont la gamme OC comprend, en outre, les bandes de radiodiffusion des 25 et des 19 m ainsi que la bande amateurs des 20 m que le R61 ne reçoit pas. Cette perte n'en est en réalité pas une, car chacun sait que c'est justement sur ces bandes que le toutes-ondes est le plus déficient du fait des fréquences-images, du manque de sensibilité et de l'instabilité. Par suite de son blindage parfait, le R61 se prête d'ailleurs excellemment à l'emploi en moyenne fréquence variable derrière convertisseur pour réception des fréquences qu'il ne permet pas normalement de recevoir, par double changement de fréquence « à la 75 A ».

La gamme « 2 », que nous appellerons « GO », ouvre des horizons inconnus à celui qui n'a écouté les ondes courtes que sur un récepteur de radiodiffusion courant. Il y découvrira une quantité d'émetteurs de radioffusion, notamment d'Amérique la-

EZ 6

(suite de la page 67)

Pour séparer les blocs du panneau avant, il faut :

Démonter le cadran démultiplicateur qui tient par une goupille — qu'il faut enlever — et trois vis. Dégoupiller l'axe du CV zéro et celui du potentiomètre.

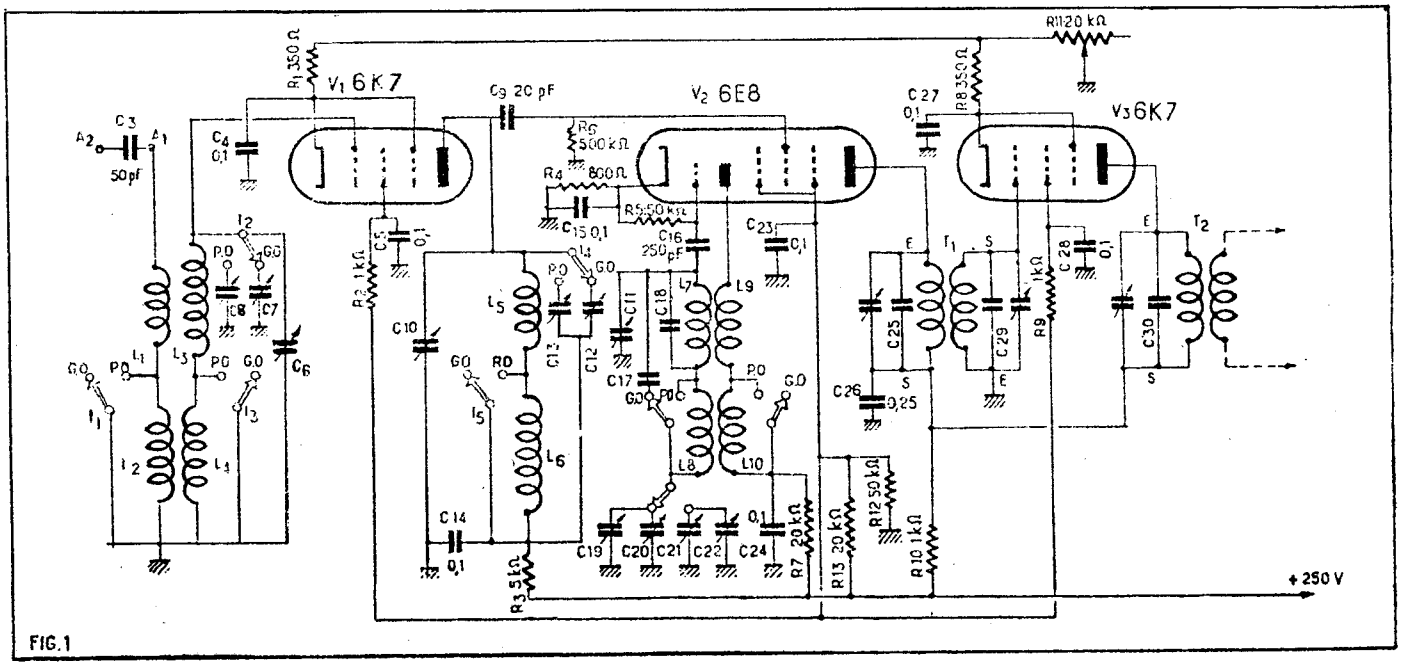
Dévisser les neuf vis qui tiennent le panneau avant.

Pour séparer le bloc MF-BF des deux autres, il faut : dessouder la connexion sous tube blindage aboutissant sur le dessus du boîtier des CV ; ôter une vis située sur le blindage arrière du blindage du moteur de homing, sous le châssis ; dessouder trois soudures sur le boîtier de ce moteur ; débrocher Bu3-6 en tirant vers l'avant et séparer les deux parties.

Sept connexions à dessouder permettent ensuite de libérer le bloc CV du bloc HF. En enlevant 14 petites vis retenant la paroi arrière de ce bloc on découvre un magnifique circuit imprimé sur stéatique comportant 29 condensateurs du circuit oscillateur. Aller fouiller sous cette plaquette est une entreprise qui n'est à tenter qu'en désespoir de cause. C'est cependant ce qu'a fait un de nos lecteurs qui n'avait pu trouver ailleurs la cause du mutisme de son poste. Finalement il a découvert que sa lampe oscillatrice Ro7 était en court-circuit interne et que la résistance W_{34} avait grillé. Or, les résistances W_{31}, $_{32}$, $_{33}$ et $_{34}$ se trouvent justiment à l'endroit le plus inaccessible, sous la plaquette imprimée de stéatite.

Nous le croyons aisément lorsqu'il nous assure que « sortir cette plaquette c'est du grand sport et je conseille aux amis qui auront un pépin là-dessous de faire comme moi : sortir définitivement les quatre résistances qui sont là-dedans ».

En ce qui concerne les bobinages HF, il convient de noter que sur le schéma général que nous avons publié, les bobinages ne sont représentés que pour une seule gamme. Une certaine confusion est créée du fait que certains de ces bobinages comportent trois enroulements. On pourrait donc penser qu'une désignation telle que L_{18-20} signifie que les trois enroulements représentés s'appellent respectivement L_{18}, L_{19} et L_{20}. Il n'en est rien. Cette désignation signifie qu'il y a une self à trois enroulements L_{18} pour une gamme, une self du même type, L_{19}, pour une autre gamme et une troisième analogue, L_{20}, pour la troisième gamme. D'autre part, le contacteur court-circuite les selfs qui ne sont pas utilisées pour la réception d'une gamme.



tine, dont il était loin de soupçonner l'existence, échelonnés entre 100 m et 60 m et de nombreuses émissions de police et de chalutiers ainsi que d'amateurs-émetteurs sur la bande des 80 m.

Les bandes amateurs des 40 et des 80 m sont les seules en OC qui permettent des liaisons assez régulières entre amateurs des quatre coins de la France et des pays limitrophes qui s'y retrouvent pour des discussions techniques souvent fort instructives pour ceux qui sont à l'écoute. C'est également sur ces bandes, reçues par le R61, que vous débuterez « sur l'air », amis lecteurs, lorsque le virus des ondes courtes aura fait tous ses ravages.

Rappelons à ce propos que pour faire de l'émission d'amateur et recevoir un indicatif officiel des P.T.T., il faut passer un examen, d'ailleurs pas difficile, faute de quoi on n'obtient pas de réponse des amateurs autorisés et on s'expose à de sérieux ennuis. La pierre d'achoppement de l'examen est l'épreuve de lecture au son. Il importe donc de se familiariser avec le code Morse, puis de s'entraîner en écoutant les émissions des graphistes amateurs. Or, ces émissions sont obligatoirement effectuées en ondes entretenues, c'est-à-dire non modulées, qui sont inaudibles sur un superhétérodyne s'il n'est pas muni d'un oscillateur fonctionnant sur une fréquence voisine de la MF. Un tel oscillateur, appelé encore BFO (beat frequency oscillator), existe sur le R61.

Description et schéma de l'appareil

Le R61 est un superhétérodyne à simple changement de fréquence équipé — avantage appréciable — de lampes tout à fait courantes de la série octale. Il comprend :

1. Un étage HF accordé 6K7.
2. Une changeuse de fréquence 6E8.
3. Un étage MF *accordé sur* 500 *Kc*, 6K7.
4. Une détection grille 6J7.
5. Une BF 6F6.
6. Une oscillatrice de battement MF pour la réception des ondes entretenues réglée sur une fréquence voisine de 500 Kc : 6C5.

L'appareil se présente sous forme d'un coffret de tôle épaisse monté sur pieds amortisseurs et portant sur chaque côté deux grosses poulies d'amarrage. Toutes les commandes se trouvent sur le panneau avant. Il pèse 9 kilos et ses dimensions sont de 260 × 250 × 230 mm.

Sur le panneau avant, on trouve :

1. Le cadran démultiplicateur de réglage de fréquence.
2. Le bouton du rhéostat contrôlant la sensibilité.
3. Deux jacks de prise de casque ou de haut-parleur.
4. Le bouton à flèche du commutateur de gammes.
5. Le commutateur tumbler à deux positions, « ENT » (entretenues) et « MOD » (modulées) de mise en service du BFO.
6. Tout en bas, au milieu, le bouton à flèche du verrou permettant de fixer le châssis dans le coffret.
7. La grosse douille d'arrivée des fils d'alimentation.
8. En haut et à droite, les deux bornes A_1 (prise d'antenne courte) et A_2 (prise d'antenne longue), ainsi que la borne T (terre ou masse si l'appareil est monté sur un véhicule).

Le couvercle à glissière du coffret s'en va en tirant sur les deux boutons de verrouillage qui émergent de part et d'autre et en haut du panneau avant. On remarque à l'intérieur du coffret, sur le châssis les trois gros blindages abritant respectivement les bobinages d'accord HF de liaison HF-modulatrice et de l'oscillateur local. Notez que ces trois gros blindages circulaires sont rivetés les uns aux autres et qu'il n'est pas possible d'en démonter un sans enlever en même temps les trois autres.

On trouve également le CV à trois cases, les deux transfos MF et les supports en stéatite des six lampes. Remarquez que ces supports sont entourés d'anneaux de couleur correspondant au type de lampe.

Bleu = 6K7.
Orange et marron = 6E8.
Vert = 6J7.
Orange et vert = 6C5.
Bleu et rouge = 6F6.

Pour sortir le châssis du coffret, tourner le bouton marqué « F » et tirer vers soi.

Un coup d'œil sous le châssis est particulièrement réconfortant pour l'amateur redoutant le fouillis inextricable de nombre d'appareils surplus. Le câblage, « bien de chez nous », est très facile à suivre.

Le schéma (fig. 1 et 2) est également fort clair et ne diffère guère, dans l'ensemble, de ceux de récepteurs de radiodiffusion (des postes d'automobile, par exemple) possédant un étage HF accordé.

Notons tout d'abord que l'appareil était prévu pour fonctionner avec, comme antenne, un fil tendu entre deux perches.

Le circuit d'entrée d'antenne est donc à relativement haute impédance. Selon la longueur du fil d'antenne, on utilise la prise A_1 ou la prise A_2, cette dernière introduisant en série $C_3 = 50$ pF. Remarquons que *la commutation des gammes s'effectue par court-circuit des enroulement GO* comme jadis sur les récepteurs de radiodiffusion à deux gammes.

Le circuit oscillant d'entrée HF se compose d'un enroulement primaire (L_1, L_2 en série) couplé au circuit oscillant disposé entre la grille de commande de la 6K7 et la masse et comprenant les bobines L_3 et L_4 en série, le condensateur variable C_6 et le trimmer C_7 ou C_8. Un commutateur triple I_1, I_2, I_3 à deux positions court-circuite les enroulements GO en position PO et met en service, soit le trimmer PO (C_8), soit le trimmer GO (C_7).

Commutateur, bobinages et trimmers se trouvent dans le gros blindage le plus proche du panneau avant du récepteur.

Dans le circuit anodique de la haute fréquence 6K7, on trouve un circuit accordé comprenant les bobines L_5 et L_6 en série, le condensateur variable C_{10} et le trimmer C_{12} ou C_{13}. Le commutateur double a deux positions, I_4, I_5, court-circuite L_6 en PO et met en service soit le trimmer PO (C_{13}), soit le trimmer GO (C_{12}).

Commutateur, bobinages et trimmers se trouvent dans le blindage du milieu des trois.

Le circuit oscillateur comprend les deux bobines L_7 et L_8 en série, accordées par le condensateur variable C_{11}. Ces bobines sont également en série avec, soit le padding PO (C_{19}, C_{20}), soit avec le padding GO (C_{21}, C_{22}) suivant la position du commutateur de gammes.

Notez que la disposition des trimmers n'est pas la même que pour les bobinages HF. Le trimmer PO (C_{18}) reste à demeure en parallèle sur la bobine PO ; en position GO, l'autre trimmer, C_{17}, est mis en parallèle sur l'ensemble des bobines. Ces dernières sont couplées aux enroulements de réaction PO (L_9) et GO (L_{10}) en série entre la haute tension chutée par la résistance R_7 et la plaque oscillatrice.

Un commutateur triple a deux positions, I_6, I_7, I_8, court-circuite les bobinages GO en PO, connecte le trimmer C_{17} en GO et assure la commutation des paddings PO et GO.

Commutateur, bobinages et trimmers se trouvent dans le troisième blindage mais les paddings se trouvent sous le châssis. Le système de commande par cames des commutateurs, se trouvant avec les bobinages dans les blindages est tout à fait remarquable et permet un isolement total des circuits.

Notez également que les trimmers C_7 et C_8, C_{12} et C_{13}, C_{17} et C_{18} sont accessibles par des orifices au sommet de chacun des trois gros blindages qui sont normalement recouverts par des palettes métalliques. Pour chaque étage, le *trimmer GO est celui qui se trouve le plus près du panneau avant de l'appareil.*

Avant d'en terminer avec les bobinages HF, en voici les caractéristiques, ce qui pourra aider ceux de nos lecteurs possesseurs d'un R61 particulièrement malade :

Circuit d'entrée HF.

L_1 = 5 spires 3/4 ; L_2 = 9 spires 3/4 ; L_3 = 9 spires 1/8.

L_4 = 19 spires 1/4.

Circuit de sortie HF.

L_5 = 9 spires 1/4 ; L_6 = 19 spires 1/4.

Circuit oscillateur.

L_7 = 8 spires 5/8 ; L_8 = 16 spires 5/8 ; L_9 = 6 spires 7/8 ; L_{10} = 10 spires 1/4.

L'appareil, on le remarquera, ne comporte *pas de dispositif antifading,* ce qui n'est nullement un mal, le CAV, sur un appareil ne comportant qu'un étage MF ne servant guère à autre chose en ondes courtes qu'à compromettre le rendement du récepteur. Il est d'ailleurs incompatible avec la bonne réception de la télégraphie.

L'emploi d'une pentode détectant par caractéristique de grille est un procédé permettant d'améliorer de façon importante la sensibilité d'un appareil n'ayant qu'un étage MF. Ce genre de détection n'admet pas cependant les signaux trop forts. C'est pourquoi sur cet appareil le volume contrôle agit sur le gain des étages HF et MF et non sur celui de la basse fréquence.

Notez que les écrans des deux 6K7 et de la 6E8 sont alimentés en parallèle par un pont entre la plus haute tension et la masse formé par les résistance R_{13} de 20 000 Ω et R_{12} de 50 000 Ω. Les résistances de 1 000 Ω R_2 et R_9 ainsi que les condensateurs de 0,1 µF C_5, C_{23}, C_{28}, assurent les découplages nécessaires.

L'écran de la détectrice 6J7 est également alimenté par un pont constitué par R_{14} (100 000 Ω) et R_{15} (400 000 Ω) et découplé par C_{33} (0,1 µF).

La résistance shuntée de détection, R_{16}, C_{32} (500 000 Ω et 150 µF) se trouve intercalée entre le secondaire du transfo MF, T_2, et la masse, et non entre ce transfo et la grille de la 6J7 selon le schéma courant de détection grille, mais le résultat est exactement le même ; le seul avantage de ce système est d'éviter ainsi de devoir blinder la résistance shuntée.

Entre la grille suppressor de la détectrice et la masse se trouve intercalée la bobine L_{11} couplée aux bobinages de l'oscillateur de battement.

Cet oscillateur est du type classique où l'entretien des oscillations est obtenu par couplage d'une self placée dans le circuit plaque avec un circuit oscillant se trouvant dans le circuit grille. La bobine L_{12}, accordée par C_{37}, ajustable à air en parallèle sur un ajustable au mica.

L'interrupteur I_6 met en service le BFO sur la position « ENT ».

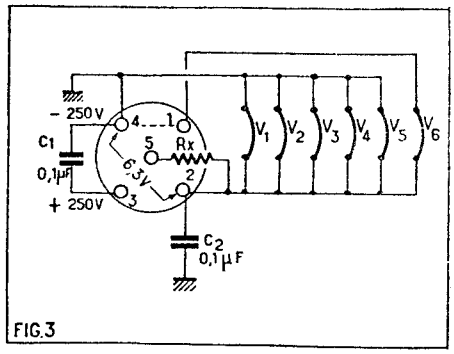
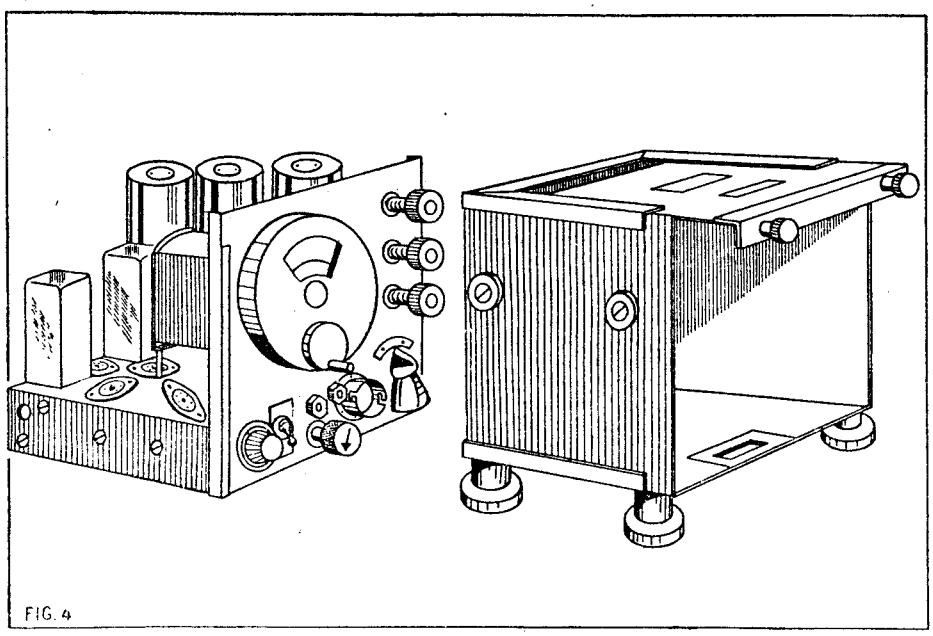


FIG.3

La basse fréquence de sortie 6F6 possède pour seules particularités le fait que la tension d'écran est plus faible que celle de plaque grâce à la résistance de 5 000 Ω, R_{23}, découplée par C_{10} (0,1 µF) et que la charge de plaque est constituée par une simple self à fer, H_1, au lieu de l'habituel transfo abaisseur pour HP. Cette sortie à haute impédance, convenant à la réception sur casque, n'empêche nullement l'utilisation d'un haut-parleur dynamique à aimant permanent ordinaire, c'est-à-dire à basse impédance, à condition qu'il possède son transfo d'adaptation pour 6F6. On branche simplement le primaire de ce transfo sur l'un ou l'autre des jacks.


FIG. 4

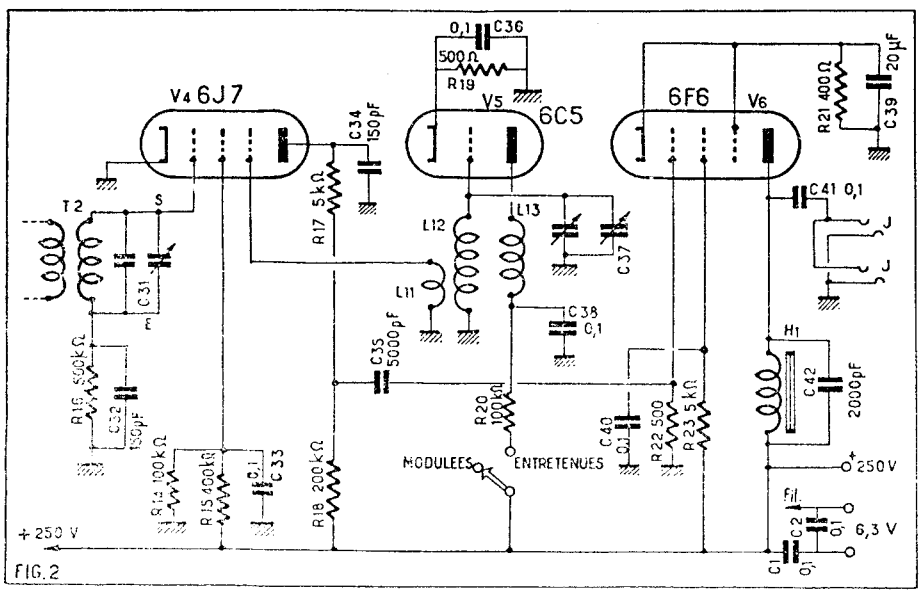


FIG.2

Alimentation

L'appareil requiert une alimentation séparée pouvant délivrer 250 V sous 60 millis et 6,3 V sous 2,2 A. C'est dire que pratiquement n'importe quelle alimentation de récepteur de radio courant convient. Il est toutefois recommandé de prévoir un transfo et une valve pouvant supporter une consommation sensiblement supérieure. La stabilité y gagnera et une telle alimentation permettra par la suite d'alimenter en même temps un convertisseur.

Un transfo délivrant deux fois 300 V sous 90 mA, ayant un enroulement de chauffage 5 V × 2 A pour une valve 5Y3 et un enroulement chauffage 6,3 V × 3 A fera parfaitement l'affaire. Il sera bon de prévoir, pour accroître la stabilité, une

résistance bleeder à gros débit, par exemple une 50 000 Ω × 5 W entre la plus haute tension et la masse à la sortie de l'alimentation.

Le câblage du circuit d'alimentation des filaments du poste est assez déroutant. Il résulte du fait que l'appareil devait pouvoir indifféremment utiliser des lampes octales 6,3 V, 12,6 V ou 11 V (TM) malgré une tension de chauffage délivrée par un accu de 12 V.

La figure 3 montre la prise multiple d'alimentation du récepteur vue de l'intérieur du châssis ainsi que le schéma normal du câblage. Rx est une grosse résistance chutrice utilisée pour les combinaisons assez barbares et sans intérêt sur alimentation secteur, auxquelles nous venons de faire allusion. Elle se plaçait dans les grosses mâchoires de laiton sur plaquette isolante se trouvant sur la paroi latérale du châssis, près du panneau avant et de la prise multiple. Dans le cas qui nous intéresse, on peut purement et simplement la supprimer. La seule chose à faire est de relier par une connexion les prises 4 et 1, car autrement V_6 ne serait pas chauffée. Les flèches en pointillé de la figure montrent à quelles broches doivent arriver les trois conducteurs venant de l'alimentation séparée.

L'alignement du R-61

L'appareil ne possédant ni circuit antifading, ni indicateur d'accord, il est indispensable pour l'aligner de brancher aux bornes de la self à fer de la lampe de puissance un voltmètre alternatif. En fait, comme il s'agit simplement de mesures comparatives, le contrôleur universel sur position alternatif, sensibilité 100 V, fera parfaitement l'affaire.

Il faut également une hétérodyne modulée donnant la moyenne fréquence de 500 Kc et couvrant également de 2 400 Kc à 10 Mc.

Réglage de la moyenne fréquence

Relier la grille oscillatrice de la 6E8 à la masse (sous le châssis). Appliquer le signal modulé du générateur accordé sur 500 Kc entre la grille de commande de la 6K7MF et la masse, en laissant en place la connexion blindée qui aboutit au téton. Agir alors sur les ajustables C_{30} et C_{31} du transfo MF T_2 pour obtenir la déviation maximum du voltmètre de sortie.

Appliquer ensuite le signal modulé au téton de la 6E8 et agir sur les ajustables de « T_1 » toujours pour faire dévier au maximum le voltmètre de sortie. Pour ce faire, il sera nécessaire de réduire l'amplitude du signal de l'hétérodyne à la plus faible valeur donnant une déviation suffisante du voltmètre. Fignoler enfin les réglages des ajustables C_{30}, C_{31}, C_{28} et C_{29}, dans l'ordre, pour avoir la déviation maximum au voltmètre.

Alignement des circuits haute fréquence

Il est nécessaire de commencer par la gamme « PO » car le trimmer de cette gamme est branché en permanence aux extrémités de la bobine correspondante qui fait partie du circuit oscillant « GO » de l'oscillateur local.

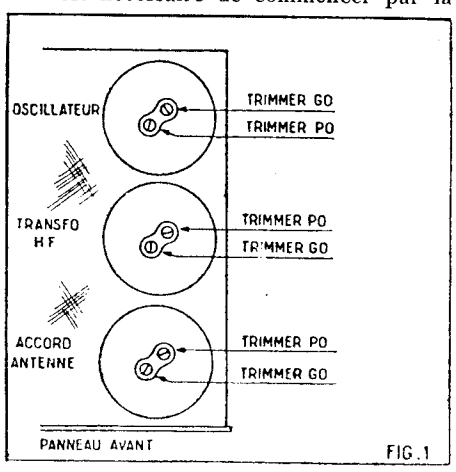
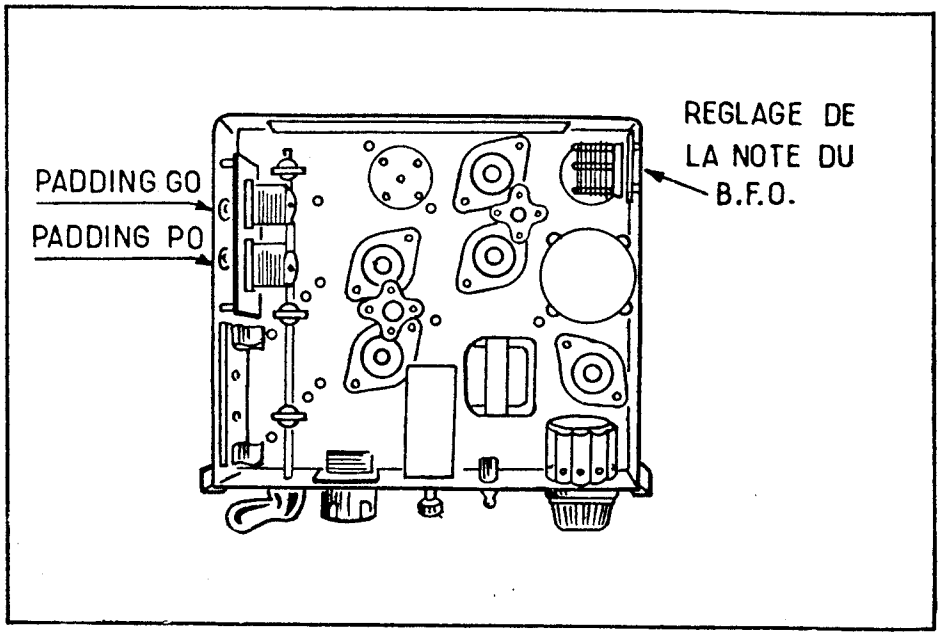


FIG. 1



Rappelons que, sur certains types de R-61, le commutateur de changement de gammes porte l'indication « PO » pour désigner la bande 5 à 10 Mc et celle « GO » pour la plus basse en fréquences. Il s'agit là de désignations arbitraires n'indiquant nullement que l'appareil pourrait recevoir ce que l'on appelle communément « Grandes Ondes » ou « Petites Ondes ».

Le commutateur étant donc sur la position PO, brancher l'hétérodyne modulée entre les bornes « Antenne » et « Terre ». Précisons de suite que nous ignorons les points exacts d'alignement prévus pour l'appareil, mais que nous avons cependant réussi à obtenir un alignement correct en procédant comme suit :

Amener le cadran sur une fréquence vers 10 000 Kc et régler le signal de l'hétérodyne modulée sur cette fréquence. Agir alors sur les trimmers de l'oscillateur local, d'accord et de HF pour obtenir le maximum de déviation du voltmètre de sortie. Mettre ensuite le cadran sur une fréquence à l'autre extrémité de la gamme et accorder l'hétérodyne modulée sur cette fréquence. Régler alors le padding PO pour obtenir le maximum de déviation au voltmètre, sans retoucher au cadran de l'appareil.

Le réglage du padding modifiant légèrement celui des trimmers, recommencer ensuite l'accord de ces derniers, puis de nouveau du padding, et ainsi de suite jusqu'à ce que le réglage de l'un ne modifie plus celui de l'autre.

La figure 1 montre les emplacements des trimmers et la figure 2 ceux des paddings et de l'ajustable du BFO.

Procéder ensuite de la même façon pour la gamme GO.

Par suite des capacités parasites entre trimmers, l'alignement des GO peut légèrement modifier celui des PO. Il faut donc recommencer plusieurs fois les réglages en PO et en GO jusqu'à ce qu'il n'y ait plus d'interréactions. C'est long et fastidieux mais on ne rencontre aucune difficulté véritable.

Réglage du BFO

Le récepteur étant accordé sur une fréquence quelconque, appliquer entre bornes « Antenne » et « Terre » un signal de l'hétérodyne sur cette fréquence. Couper la modulation du générateur et mettre l'interrupteur du BFO sur la position « ENT » (entretenues). Régler l'ajustable de l'oscillateur de battement jusqu'à audition d'une note agréable et forte.

Un petit tuyau pour ranger les quartz

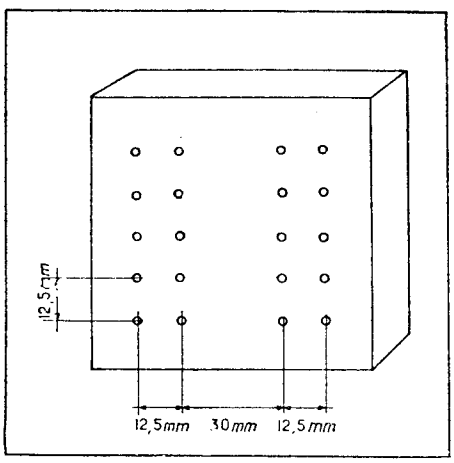
Beaucoup d'amateurs ont vite compris tout l'intérêt que présentaient les quartz des surplus et prévu qu'on ne les trouverait pas toujours en abondance et à des prix extrêmement avantageux. Sachant que toutes les fréquences cristal peuvent être utiles, notamment sur des convertisseurs (ou sur des VFO hétérodynes pour l'émission), ils s'en sont donc constitué des assortiments, comme ce fut notre cas.

Seulement, rechercher le quartz de la fréquence voulue au milieu d'autres en vrac dans une boîte est loin d'être pratique.

Le problème du rangement peut être élégamment résolu en forant dans une planche de bois assez tendre des trous du calibre des broches des supports de quartz, comme le montre la figure 3 donnant les cotes pour les classiques FT-243.

Prévoir, comme nous l'avons fait, un espace suffisant entre les rangées de quartz afin de pouvoir saisir entre les doigts celui que l'on veut prélever.

Comme la fréquence est généralement inscrite sur une face latérale du support, l'inscrire sur une petite étiquette que l'on fixera avec du ruban adhésif de cellophane sur la face supérieure du support.



introduction aux "command transmitters"

L'ensemble « command set » comportait une série d'émetteurs suivant le même principe que pour la réception : un émetteur pour chaque bande permettant de se passer de commutateur de gammes.

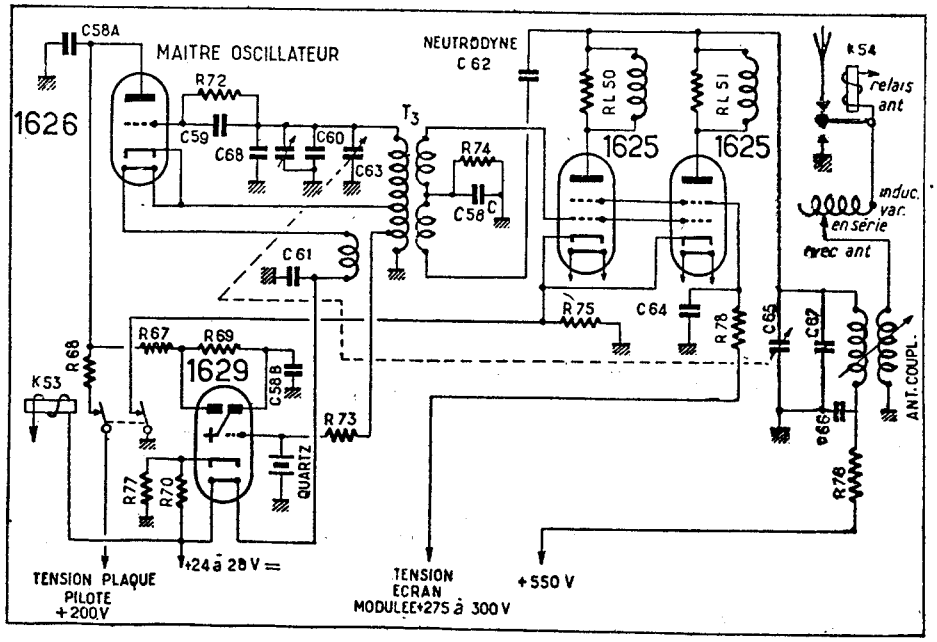
De même que pour les récepteurs, tous ces émetteurs sont identiques, seuls leurs circuits accordés étant différents en fonction des gammes couvertes. La figure donne leur schéma de principe. Prévus pour être alimentés à partir d'un accu de 28 volts, ils utilisent, comme les récepteurs auxquels ils sont associés, des lampes de la série 12,6 volts dont les filaments sont alimentés en série parallèle.

Leurs équivalences en chauffage 6 volts sont les suivantes : 1626 = 6J5, 1625 = 807 et 1629 = 6E5. Attirons cependant l'attention sur le fait que, quoique identique comme caractéristiques à la 807 (à part le chauffage), la 1625 a un culot à 7 broches au lieu de celui à 5 broches de la 807.

Comme nous l'avons déjà signalé pour les récepteurs de la même série, les désignations de ces appareils sont différentes suivant qu'ils étaient destinés à l'armée (BC-SCR 274 N) ou à la marine (ARC-5). Les seules différences entre les appareils correspondants des deux séries sont que les prises d'alimentation à l'arrière du châssis sont différentes et que les modèles ARC-5 ont la self de charge du PA montée en parallèle (une self d'arrêt amenant la haute tension sur les plaques reliées par un petit condensateur au circuit oscillant). La figure est le schéma d'un modèle BC.

Ces émetteurs donnent normalement en phonie une puissance de 50 à 60 watts, c'est-à-dire le maximum autorisé en France sur les bandes amateurs courantes, et cela avec une alimentation haute tension de 500 à 600 volts seulement.

Le tableau suivant en donne les désignations, les gammes couvertes ainsi que les fréquences des quartz étalons.



ARC-5	BC	Gamme	Fréquence du quartz étalon
T18/ARC-5		2,1 à 3 Mc	2 500 Kc
T19/ARC-5	BC-696	3 à 4 Mc	3 500 Kc
T20/ARC-5	BC-457	4 à 5,3 Mc	4 600 Kc
T21/ARC-5	BC-458	5,3 à 7 Mc	6 200 Kc
T22/ARC-5	BC-459	7 à 9,1 Mc	8 000 Kc

Une triode 1626 montée en oscillateur à fréquence variable excite un amplificateur (PA) composé de deux 1625 montées en parallèle. Contrairement à ce que l'on pourrait croire à première vue, le quartz qui se trouve sur l'appareil ne sert nullement au pilotage. Il constitue simplement, avec l'œil magique 1629, un dispositif de vérification de l'étalonnage. Normalement, l'œil magique est presque fermé, mais, lorsque le pilote est accordé sur la fréquence du quartz étalon, il s'ouvre complètement. A ce moment, si l'appareil est convenablement aligné, la fréquence lue sur son cadran doit être celle du quartz.

tranche émerge du panneau avant. Il existe en outre un système de couplage d'antenne par une petite self pivotant à l'intérieur de la self plaque du PA également commandé du panneau avant.

Rappelons en passant que l'utilisation d'une antenne Marconi exige pour donner des résultats l'emploi d'une bonne prise de terre à laquelle doit être reliée la masse de l'appareil.

Placer le bouton de commande de couplage (de T54B) à mi-course, puis faire tourner sur elle-même la self de charge d'antenne jusqu'à ce que le courant plaque

S'il n'en est pas ainsi, il faut agir avec un tournevis sur l'ajustable C_{68}, accessible par l'ouverture dans le capot de l'appareil.

Au cas où l'on voudrait se servir d'autres quartz de référence qui ne seraient pas de même brochage, signalons que les broches correspondant aux électrodes du cristal sur le support octal sont les broches 1 et 3 (comptées dans le sens des aiguilles d'une montre à partir de l'ergot).

Le dispositif de couplage d'antenne est particulièrement intéressant car il a été prévu pour permettre l'utilisation de pratiquement n'importe quel bout de fil en aérien Marconi. La charge d'une telle antenne est possible grâce à la self-rouleau commandée par le disque moleté dont la

des 1625 soit maximum. Agir ensuite sur le couplage pour amener le courant plaque à la valeur désirée.

Il arrive cependant qu'on éprouve quelque difficulté à charger le circuit plaque lorsque la longueur de l'antenne correspond à un multiple du quart d'onde. Si tel est le cas, il est facile d'y remédier si l'on dispose d'un condensateur variable d'au moins 100 µF. Si la longueur de l'antenne est un multiple impair du quart d'onde, brancher le condensateur variable en série avec l'antenne. Si elle correspond au contraire à un multiple pair, le condensateur doit être branché entre la prise d'antenne et la masse.

Si l'on veut employer une antenne avec feeder à basse impédance, par exemple un doublet, il faut rouler la self de charge jusqu'à ce que son inductance soit au minimum. On peut alors connecter l'une des arrivées du feeder à la prise d'antenne et l'autre à la masse.

Naturellement, la polarisation des 1625 étant automatique et fonction de l'excitation du PA, il conviendra pour les réglages de n'appliquer aux lampes de sortie qu'une haute tension réduite, de l'ordre de 200 à 250 volts.

La tension plaque était normalement fournie par un dynamotor 28 volts continus se trouvant sur un bloc modulateur séparé. L'ampli de modulation utilisait une autre 1625 en BF finale (modulation écran). Il est fort probable que celui qui aura mis la main sur l'émetteur trouvera difficilement le modulateur allant avec, mais il ne faut pas trop le regretter car, d'une part, il est bien préférable de moduler plaque et écran qu'écran seulement et, d'autre part, le modulateur d'origine prévu pour suivre un micro à charbon est loin de prétendre à la haute fidélité. Evidemment, pour moduler plaque et écran,

il faudra trouver un ampli donnant 25 watts modulés. Cependant, on peut supprimer l'une des deux lampes PA en parallèle ; l'émetteur ne donnera alors que 25 watts, ce qui est encore très convenable, mais un ampli d'une douzaine de wats permettra de moduler convenablement plaque et écran.

L'oscillateur pilote est remarquablement stable lorsque le PA « ne tire pas dessus ». De nombreux amateurs américains l'utilisent d'ailleurs comme VFO devant un autre émetteur, en supprimant les 1625. D'autres amélioreront la stabilité de l'émetteur en intercalant un étage tampon ou doubleur entre le pilote et le PA. Les possibilités de « conversions » sont innombrables.

Nos lecteurs auront remarqué que les gammes des BC-696 et BC-459 comprennent respectivement des bandes amateurs des 80 et des 40 mètres. En fait, il est très facile de modifier les autres appareils de la série pour leur permettre de couvrir ces bandes, ou même celles des 20, 15 ou 10 mètres. Cela est avantageux, car on les trouve généralement meilleur marché et plus facilement que les premiers. Le fin du fin est de trouver ces appareils avec leurs lampes d'origine, sinon il faut modifier les supports des 1625 pour leur permettre de recevoir des 807. Bien vérifier également, avant d'en faire l'acquisition, qu'aucun des mandrins stéatite des selfs, notamment de celle du pilote se trouvant à l'intérieur d'un blindage sur le châssis, n'a été cassé. Nombre de ces appareils que l'on trouve en France ont en effet été ainsi irrémédiablement sabotés. De toute façon, ces appareils ne sont intéressants qui si on les trouve à bas prix.

Comment faire fonctionner ces appareils sur secteur ?

L'alimentation en alternatif rend, bien entendu, inutilisables les relais (K_{58} et K_{59}). La première chose à faire est donc de les bloquer en position fermée.

Si l'on dispose d'un transformateur basse tension délivrant 25 volts, il n'y aura pas à retoucher au câblage des filaments. Dans le cas plus courant où l'on ne disposera, pour la basse tension, que de 12,6 volts, il conviendra de modifier le circuit de façon à alimenter les filaments en parallèle et non plus en série parallèle.

Enlever les deux résistances R_{76} et R_{77}, connectées à la broche 8 de la 1629. Les remplacer par une de 2 500 Ω entre la broche 8 et la masse.

Monter un jack pour prise de manipulateur en bas et à droite du panneau avant. Déconnecter les cathodes des 1625 du relais K_{58} ainsi que de la résistance de 51 000 Ω se trouvant en parallèle avec lui. Connecter les cathodes au jack par une résistance de 50 Ω × 2 watts.

Découpler à la masse par des condensateurs céramique de 5 000 µF la cathode de chacune des 1625. La résistance de 50 Ω améliore la qualité de la manipulation. Enlever la résistance de 126 Ω connectée entre les broches 2 et 7 de la 1629. Transférer la connexion reliant la broche 7 de la 1629 et l'une des sorties de la self oscillatrice à la broche 2 du support. Mettre à la masse la broche 7 de la 1629 et relier la broche 2 à la broche filament sur la prise multiple d'alimentation. Mettre à la masse la broche 7 de la 1625 qui n'y est pas déjà reliée. Enfin, réunir les broches 1 des 1625 à la broche 2 de la 1629.

L'appareil ainsi modifié est en mesure de fonctionner.

le H.R.O. ancêtre des récepteurs de trafic modernes

Vingt-cinq ans après la véritable révolution dans l'histoire de l'émission d'amateur que fût son apparition, le récepteur de trafic « HRO » poursuit extraordinairement sa brillante carrière dans nombre de « shacks » d'amateurs de par le monde. Non seulement cet ancêtre des récepteurs de trafic modernes — venu au jour alors que la plupart des amateurs en étaient encore à la détectrice à réaction — demeure solide au poste en dépit des années et dame encore le pion à nombre de récepteurs de trafic à simple changement de fréquence beaucoup plus récents, mais encore il a perdu avec l'âge son principal défaut. On s'exprimait en une fine (?) plaisanterie rééditée à satiété « sur l'air » : le HRO, c'est cheraud ! Avec la guerre, le HRO fût mobilisé et, couvert de gloire et souvent de saleté, a achevé de se démocratiser « aux surplus ».

Mais attention ! Il y a eu bien des modèles de HRO depuis le premier du nom équipé de lampes de la série américaine chauffées sous 2,5 V.

Il convient avant tout d'éviter le « HRO Junior », modèle (relativement) bon marché ne comportant ni filtre cristal MF, ni dispositif d'étalement des bandes amateurs, ni S-mètre. On le reconnaît du premier coup d'œil à l'absence d'appareil de mesure sur son panneau avant.

Les autres modèles, dits « standards », même les plus anciens, sont intéressants. Il convient toutefois de remarquer, dut notre orgueil national en souffrir, que les appareils de fabrication américaine se révèlent généralement meilleurs que ceux fabriqués en France.

A tous nos correspondants nous demandant quel poste de trafic d'un prix abordable nous leur conseillons, nous répondons sans hésitation : le HRO. Il faut en effet se pénétrer de cette idée que tout appareil datant de plusieurs années peut en principe être considérablement amélioré, à la condition qu'il s'y prête de par sa construction, ce qui n'est souvent pas le cas. Il y a bien souvent impossibilité matérielle à apporter la moindre modification ou même à procéder à certains dépannages sans recourir à une opération de grande chirurgie d'où le patient a les plus fortes chances de sortir amoindri. Nous pensons, entre autres, au SX-28 qu'il est effarant de voir offrir à des prix astronomiques parce qu'il présente bien, alors que notamment le moindre ennui dans son contacteur ou son bloc de bobinages HF est virtuellement irréparable sur cet appareil qui remonte quand même à la guerre.

Avec le HRO, on a par contre un montage robuste, clair et aéré, offrant de la place pour des modifications ou adjonctions éventuelles et, point capital, qui n'a pas de contacteur, les bobinages HF correspondant à chacune de ses gammes se trouvant avec leurs trimmers dans des tiroirs amovibles. Si l'on constate une déficience sur une gamme, il est on ne peut plus aisé de sortir le tiroir pour travailler tout à son aise sur les bobinages, et l'on peut éventuellement rechercher un autre tiroir.

Caractéristiques générales

Le HRO est un superhétérodyne à simple changement de fréquence, dont la moyenne fréquence est accordée sur 456 kHz, équipé de 9 lampes remplissant les fonctions suivantes :

1re HF : 58 ou 6D6 ;
1e HF : 58 ou 6D6 ;
Mélangeuse : 57 ou 6C6 ;
Oscillatrice : 57 ou 6C6 ;
1re MF : 58 ou 6D6 ;
2e MF : 58 ou 6D6 ;
Détectrice, CAV et 1re BF : 2B7 ou 6B7 ;
2e BF : 2A5 ou 42 ;
BFO : 57 ou 6C6.

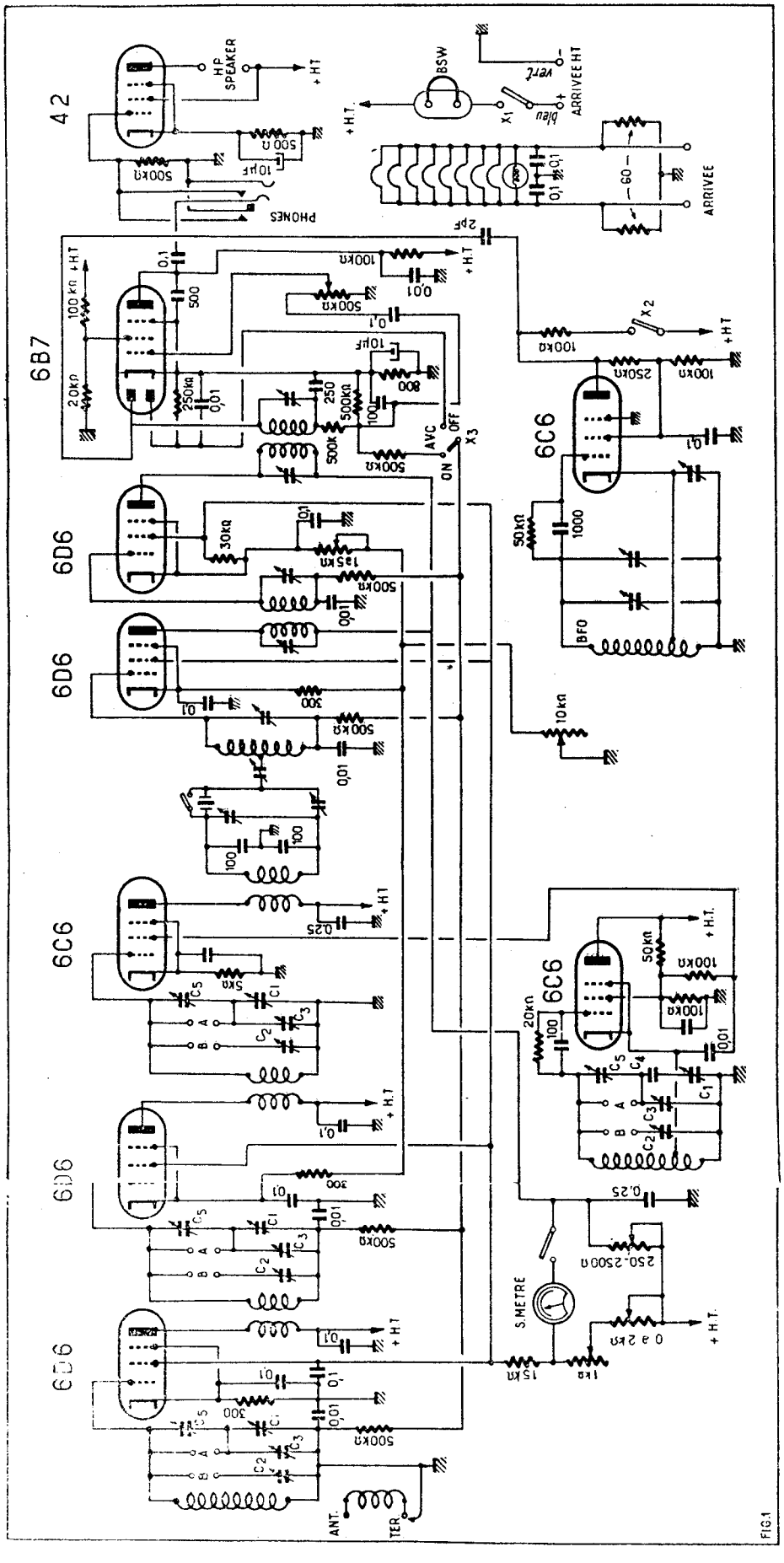
— Il s'agit là des lampes utilisées sur l'appareil primitif. Dans un modèle plus récent, les 6D6 ont été remplacées par des 6K7, les 6C6 par des 6J7, la 2B7 par une 6B8 et la 42 par une 6F6.

L'appareil, dont le blindage est particulièrement soigné, est contenu dans un coffret métallique d'encombrement réduit (longueur 43 cm, hauteur 22, profondeur 25). Il nécessite une alimentation et un haut-parleur séparés.

L'équipement standard du HRO comporte quatre blocs de selfs HF se présentant sous forme de tiroirs s'enfonçant dans le bas du panneau avant de l'appareil. Dans chaque tiroir se trouvent réunies avec leurs trimmers trois selfs HF et une self oscillatrice, toutes individuellement blindées. Sur chacun des tiroirs se trouvent les contacts de raccordement des selfs aux circuits du récepteur proprement dit. Cette disposition permet des connexions HF extrêmement courtes qui contribuent pour une bonne part au remarquable rendement de l'appareil.

Avec ses quatre tiroirs, le HRO couvre sans trou une gamme allant de 1,7 MHz à 30 MHz, englobant les bandes amateurs des 80, 40, 20, 15 et 10 mètres. Les quatre gammes standard sont les suivantes :

1.7 à 4 MHz
3.5 à 7.3 MHz
7 à 14.4 MHz
14 à 30 MHz



La gamme de chacun des blocs de selfs a été déterminée de façon à englober une bande amateurs à chacune de ses extrémités. Chaque tiroir peut, au choix, soit recevoir sans étalement ces deux bandes amateurs et toutes les fréquences comprises entre elles, soit recevoir seulement la plus élevée en fréquences de ces deux bandes amateurs étalée sur la majeure partie du cadran. Ce dernier n'étant pas directement étalonné en fréquences, chaque tiroir comporte sur sa face avant deux courbes d'étalonnage permettant de déterminer la fréquence exacte à laquelle correspond la graduation lue surl e cadran. Sur chacun des quatre blindages de selfs compris dans chaque tiroir se trouve, à gauche des contacts de raccordement, une sorte de tête de vis plate. Ces têtes de vis commandent de petits contacteurs. Si vous vous reportez au schéma général de l'appareil, vous pouvez remarquer à côté de chacun des bobinages HF et oscillateur deux paires de contacts marqués A et B. Lorsque vous tournez vers la gauche les têtes de vis se trouvant sur un tiroir, vous court-circuitez les contacts A et les bobinages permettent la réception d'une gamme étendue sans étalement. Dans ce cas vous lirez la fréquence correspondant à la graduation du cadran sur la courbe de gauche. Si au contraire vous tournez les quatre vis du tiroir vers la droite, vous êtes en position bande étalée et la fréquence doit être lue sur la courbe de droite.

Bien faire attention avant d'acheter un tiroir de HRO à ce qu'il comporte bien ces petits contacteurs car certains tiroirs prévus pour le HRO Junior n'ont pas de dispositif d'étalement. Ces modèles à éviter sont les suivants :

Type JA	couvrant de	14	à 30	MHz
— JB	—	7	à 14	MHz
— JC	—	3,5	à 7,3	MHz
— JD	—	1,7	à 4	MHz

Il existe en outre des tiroirs permettant la réception de gammes de fréquences plus basses. Ce sont les types :

J	couvrant de	50	à 100	kHz
H	—	100	à 200	kHz
G	—	175	à 400	kHz
F	—	500	à 1 000	kHz
E	—	900	à 2 050	kHz

Comme ces gammes ne comprennent aucune bande amateurs, elles ne comportent pas de dispositif d'étalement.

Les commandes

Le cadran micrométrique, âme de l'appareil et véritable merveille de mécanique, se trouve au centre du panneau avant, au-dessus du tiroir. Il est solidaire d'un axe entrainant par une vis sans fin, avec ressort de rappel évitant le jeu occasionné par l'usure, le bloc de quatre condensateurs variables en ligne (C_1). Dix tours complets du cadran sont nécessaires pour une rotation de 180 degrés des condensateurs variables disposés parallèlement au panneau avant. Un très ingénieux dispositif d'engrenage épicyclique fait apparaitre en fonction des tours effectués des chiffres complémentaires de ceux lus sur le cadran proprement dit. Ces chiffres apparaissent dans de petites fenêtres se trouvant sur le bouton. On a de la sorte une graduation de 0 à 500. Si l'échelle de lecture était une ligne droite au lieu d'une spirale, elle aurait une longueur de 3,60 m. On voit que le réglage est loin d'être pointu et est très confortable même en position gamme non étalée. En position bande amateur étalée, l'étalement est fantastique : un kilohertz par division du cadran sur la bande 20 m.

En haut et à droite du panneau avant se trouve le bouton à flèche commandant la variation de sélectivité du filtre à cristal. Lorsque le filtre est en service, la sélectivité minimum est trouvée lorsque la flèche est sensiblement verticale. Si l'on tourne le bouton dans un sens ou dans l'autre à partir de cette position, la sélectivité augmente. Lorsque le filtre n'est pas utilisé, le bouton doit être mis sur la position donnant le maximum de volume et de sensibilité. La sélectivité avec le filtre à cristal peut varier de 200 Hz à 2,5 kHz. Le filtre peut donc être utilisé aussi bien pour la réception de la CW que pour celle de la téléphonie.

Le bouton se trouvant immédiatement sous celui de la commande de sélectivité sert à la fois à mettre le filtre en service ou hors service et à agir sur l'équilibrage du pont dans lequel se trouve placé le quartz de façon à éliminer les hétérodynages gênants (Phasing). Lorsqu'il se trouve sur la position zéro, le filtre est déconnecté.

L'interrupteur se trouvant sous le bouton précédent (Stand-by) est la coupure de l'arrivée de la haute tension permettant d'arrêter le récepteur pendant les périodes de transmission tout en laissant les filaments sous tension de façon à pouvoir reprendre instantanémnet l'écoute. *L'interruption de la haute tension est également nécessaire pour changer de tiroir.* Noter qu'en série avec l'arrivée de la haute tension se trouvent à l'arrière de l'appareil deux contacts marqués « BSW », qui servent à commander par relais la mise en service du récepteur. Ces contacts sont normalement court-circuités.

Le bouton en bas et à droite du panneau avant est la commande de sensibilité HF agissant sur la polarisation de la seconde lampe HF et des deux tubes MF.

En bas et à gauche du panneau se trouve le bouton de réglage de la note du BFO, commandant également l'arrêt ou la mise en service de cet oscillateur de battement.

L'interrupteur placé au-dessus de lui permet de mettre la CAV en service ou de la supprimer.

On trouve ensuite, en remontant, la commande de gain BF classique.

Le S-mètre permettant de mesurer l'intensité relative des signaux est tout en haut et à gauche du panneau. Sous lui et un peu à gauche, un interrupteur à poussoir permet de le mettre en service.

Le S-mètre

A la même hauteur et à droite de cet interrupteur se trouve le jack de prise de casque, intercalé entre le circuit plaque de la 6B7 et le circuit grille de la 42. Lorsqu'on branche le casque la liaison entre ces deux lampes se trouve automatiquement coupée et la grille du tube final est mise à la masse. Remarquons au passage que *la plaque de la lampe finale et la haute tension sont directement reliées à la prise de haut-parleur située à l'arrière de l'appareil, à gauche. Il convient donc de relier ces prises à un haut-parleur muni d'un transformateur d'adaptation d'impédance primaire 7 000 Ω. Ne jamais déconnecter le haut-parleur, l'appareil étant sous tension,* sans cela, la plaque de la pentode finale n'étant plus alimentée, son écran se mettrait à rougir et la lampe serait vite hors d'usage. *Si l'on veut écouter au casque sans s'encombrer* du HP, il ne faut donc pas oublier de court-circuiter les prises de ce dernier.

Alimentation

Le S-mètre est étalonné de 1 à 9 en unités du code RST utilisé par les amateurs pour donner leurs rapports. L'écart entre deux unités « S » correspond sensiblement à une différence d'intensité du signal de 4 dB. Au-dessus de S-9, correspondant au milieu de l'échelle de lecture, l'appareil de mesure est étalonné en décibels jusqu'à 40 dB au-dessus de S-9.

On remarquera sur le shéma que le circuit du S-mètre est inséré dans l'arrivée de la haute tension aux étages HF et MF. En fait, le milliampèremètre est l'indicateur d'équilibre d'un pont dont trois branches sont des résistances fixes et la troisième la résistance interne des lampes rendue variable par l'action de la CAV. Le pont est équilibré par la commande manuelle de gain HF dont l'action, en modifiant indirectement la résistance interne des lampes, ajuste automatiquement le gain HF et MF à un niveau prédéterminé et, par là même, ramène l'aiguille de l'appareil de mesure à zéro. L'intensité du signal reçu est alors indiquée avec précision par l'action de la CAV.

Avant d'effectuer la mesure d'un signal, certains réglages doivent être effectués. Etant donné que l'appareil de mesure est actionné par la force du signal atteignant la détection, il est de toute évidence nécessaire que le récepteur soit réglé de façon que son amplification entre l'antenne et la détectrice se trouve à un niveau bien déterminé. Pour cela, couper la CAV, mettre hors service le BFO et le filtre à cristal, la commande de sélectivité étant réglée sur la position donnant le maximum de sensibilité. Appuyer sur le bouton-poussoir mettant le S-mètre en service et agir sur la commande de gain HF jusqu'à ce que l'aiguille de l'appareil de mesure soit à zéro. Ce résultat est atteint lorsque la commande de gain HF se trouve environ sur la graduation 9 1/2. Le récepteur est alors réglé de façon à ce que l'intensité de tout signal reçu puisse être mesurée en mettant la CAV en service et en agissant sur le cadran central pour obtenir l'accord donnant la déviation maximum. Cependant, si le signal reçu est extrêmement puissant ou le bruit de fond très élevé, il se peut qu'il soit impossible de ramener l'aiguille du S-mètre à zéro. Dans ce cas, il est nécessaire de déconnecter l'antenne du récepteur. Cette façon d'opérer est valable, qu'il s'agisse d'un signal téléphonique ou d'une CW. En réalité, tout ceci est plus simple à effectuer qu'à expliquer. Ce qu'il faut en retenir, c'est que le S-mètre du HRO donne des indications sérieuses, ce qui n'est généralement pas le cas de ceux, on ne peut plus fantaisistes, que l'on rencontre sur la plupart des appareils de trafic. Cela explique la réflexion souvent entendue sur l'air : le S-mètre du HRO n'est pas généreux. Le tout est évidemment de savoir si l'on entend faire plaisir à son correspondant ou lui donner un report exact !

Maintenant, il y a toujours la possibilité avec un HRO trouvé aux surplus que le circuit de son S-mètre soit déréglé. La marche à suivre dans ce cas pour rétablir l'équilibre du pont est la suivante : déconnecter l'antenne ; couper la CAV ; mettre la commande de gain HF sur la graduation 9 1/2 ; puis, avec un tournevis, agir sur l'axe terminé par une tête de vis se trouvant à l'intérieur de l'appareil, derrière le milliampèremètre, près de la prise d'antenne, de façon à ramener l'aiguille du S-mètre à zéro.

Alimentation

Divers types d'alimentations avaient été prévus par le constructeur pour permettre le fonctionnement du HRO, soit sur secteur, soit sur batteries. Bien entendu, il est rare de trouver aux surplus un HRO avec son alimentation d'origine. Cela n'a d'ailleurs guère d'importance, car il n'est pas difficile d'en réaliser une avec du matériel courant, une fois connues ses caractéristiques.

Ce qui est, par contre, important, c'est de savoir à quel modèle de HRO on a affaire. En effet, tous les modèles ne demandent pas les mêmes tensions. L'alimentation du HRO Standard primitif équipé de lampes chauffées sous 2,5 V était du type 5897 donnant 2,5 V sous 11 A et 250 V sous 65 millis. Celle du modèle suivant, équipé des lampes correspondantes chauffées sous 6,3 V, était du type 697 AB délivrant 230 V sous 75 millis et 6,3V sous 3,1 A.

Cependant, le modèle HRO-B, plus spécialement prévu pour le fonctionnement sur accus, est conçu pour donner son rendement maximum avec une tension plaque maximum de 180 V sous 55 millis. Si donc on veut alimenter sur secteur un HRO-B, il convient de réaliser une alimentation de caractéristiques équivalentes à celle d'origine (type 5886) délivrant 170 V sous 50 millis et 6,3 V sous 4,1 A.

Pratiquement, n'importe quelle alimentation de récepteur classique de radiodiffusion alimenté sur secteur alternatif convient si son transfo et sa valve peuvent débiter les tensions et intensités requises. *Remarquons toutefois qu'aucune des sorties de l'enroulement de chauffage du transfo ne doit être mise à la masse et reliée au négatif de la haute tension, comme cela se fait maintenant couramment.* Cela nécessite un fil d'alimentation supplémentaire, mais le point milieu filaments artificiellement créé dans le récepteur par une résistance à prise médiane de 60 Ω contribue, avec les deux condensateurs de découplage de 0,1 µF, à réduire au minimum le bruit de fond.

Pour relier l'alimentation au récepteur, prendre en ce qui concerne le circuit basse tension des câbles de gros diamètre et faible résistance. Il est en effet important que la tension de chauffage appliquée aux lampes soit bien exactement celle requise (2,5 V ou 6,3 V). Cela est encore plus impératif avec les vieilles lampes 2,5 V car, du fait de leur très forte consommation de chauffage, la chute de tension dans le câble atteint facilement avec elles des proportions catastrophiques.

Le schéma de l'appareil est, pensons-nous, suffisamment explicite pour nous dispenser de grands commentaires. Sa principale originalité réside dans le système d'injection de l'oscillation locale prélevée sur la cathode de l'oscillatrice ECO dans l'écran de la mélangeuse. Selon le constructeur, ce système, fort peu sinon jamais employé par ailleurs, permet une atténuation optimum des harmoniques de l'oscillateur local génératrices d'hétérodynages intempestifs.

Le circuit d'entrée de l'appareil est prévu pour permettre l'utilisation, soit d'un aérien monofilaire, soit d'un doublet. Ce dernier doit être branché aux prises marquées « ANT » et « GND ». Si lon se sert d'un simple bout de fil, le relier à la prise « ANT » et mettre la prise « GND » à la masse par la connexion volante reliée au châssis se trouvant à côté d'elle. Bien entendu, cette connexion volante ne doit pas être utilisée si l'on se sert d'un doublet.

L'impédance du circuit d'entrée du récepteur est en moyenne de 500 Ω.

LE BC 499 B

double changeur de fréquence

à 5 fréquences fixées

Décidément, dans les surplus, il y a à la fois du meilleur et du pire. Cette réflexion désabusée nous vient après notre dernière acquisition, un BC 499 B, récepteur à double changement de fréquence à réception sur cinq fréquences fixes contrôlées par quartz aux alentours de 24 Mc et prévu pour la réception en modulation de fréquence. Tout comme les command sets, cet appareil est alimenté par une batterie de 24 V et une commutatrice Il est prévu pour onze lampes de la série tout métal 12 V, à savoir :

Une haute fréquence 12SH7 dont le bobinage d'entrée couplé à la prise coaxiale d'antenne est accordé par un ajustable à air d'une cinquantaine de pico. Son bobinage plaque, également accordé par trimmer à air, se trouve dans le boitier marqué T2.

Une 12 K8 modulatrice du premier changement de fréquence. La broche plaque oscillatrice de cette lampe n'est pas utilisée.

Une 12A6 oscillatrice à quartz multiplicatrice de fréquence dont le circuit plaque est accordé sur l'harmonique 4 du quartz utilisé.

L'oscillation recueillie sur sa plaque est injectée dans la grille oscillatrice de la 12K8. Cette modulatrice est couplée à la seconde changeuse de fréquence, également 12K8, par T_3, transformateur à primaire et secondaire accordés sur 5 000 Kc.

La triode oscillatrice de cette 12K8 est montée en oscillateur cristal avec un quartz de 5 456 Kc. En effet, les trois étages moyenne fréquence qui suivent sont accordés sur 456 Kc. Comme il s'agit de recevoir une large bande passante, d'une trentaine de Kc environ, les enroulements de ces transfos sont surcouplés et amortis par des résistances en parallèle. Les lampes équipant ces trois étages sont une 12SJ7 et deux 12SH7, les deux dernières étant montées en limiteuses. Vient ensuite une 12H6 discriminatrice, puis une autre 12H6, assurant avec l'une des triodes de la 12SL7 qui suit le réglage silencieux (squelch). L'autre triode sert de préamplificatrice BF et attaque la lampe de puissance 12A6. T_8 est le transformateur de sortie (Z = 500 W environ).

Entre le secondaire de ce transfo et le jack J_8, prise de casque ou HP, est intercalé dans le boitier T_{10} un filtre à selfs et capacités qui coupe les fréquences supérieures à 3 000 cycles. Il s'agit, ne l'oublions pas, d'un appareil militaire où l'on n'a recherché que la bonne compréhensibilité de la parole et où l'on a eu recours à la modulation de fréquence pour avoir un rapport signal/souffle meilleur qu'avec la modulation d'amplitude et aussi probablement pour éliminer plus facilement les parasites de moteur à explosion.

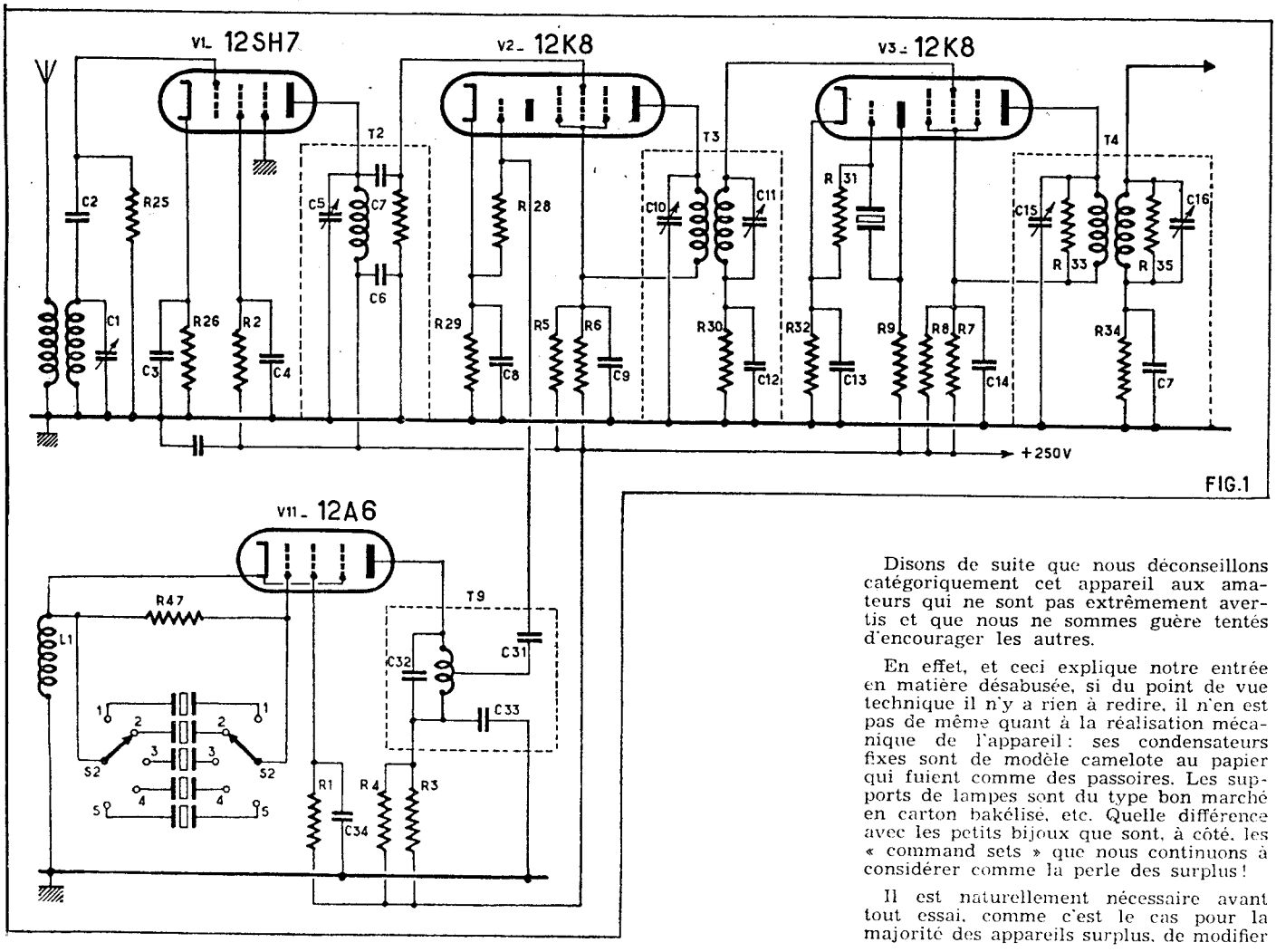


FIG.1

Disons de suite que nous déconseillons catégoriquement cet appareil aux amateurs qui ne sont pas extrêmement avertis et que nous ne sommes guère tentés d'encourager les autres.

En effet, et ceci explique notre entrée en matière désabusée, si du point de vue technique il n'y a rien à redire, il n'en est pas de même quant à la réalisation mécanique de l'appareil : ses condensateurs fixes sont de modèle camelote au papier qui fuient comme des passoires. Les supports de lampes sont du type bon marché en carton bakélisé, etc. Quelle différence avec les petits bijoux que sont, à côté, les « command sets » que nous continuons à considérer comme la perle des surplus !

Il est naturellement nécessaire avant tout essai, comme c'est le cas pour la majorité des appareils surplus, de modifier

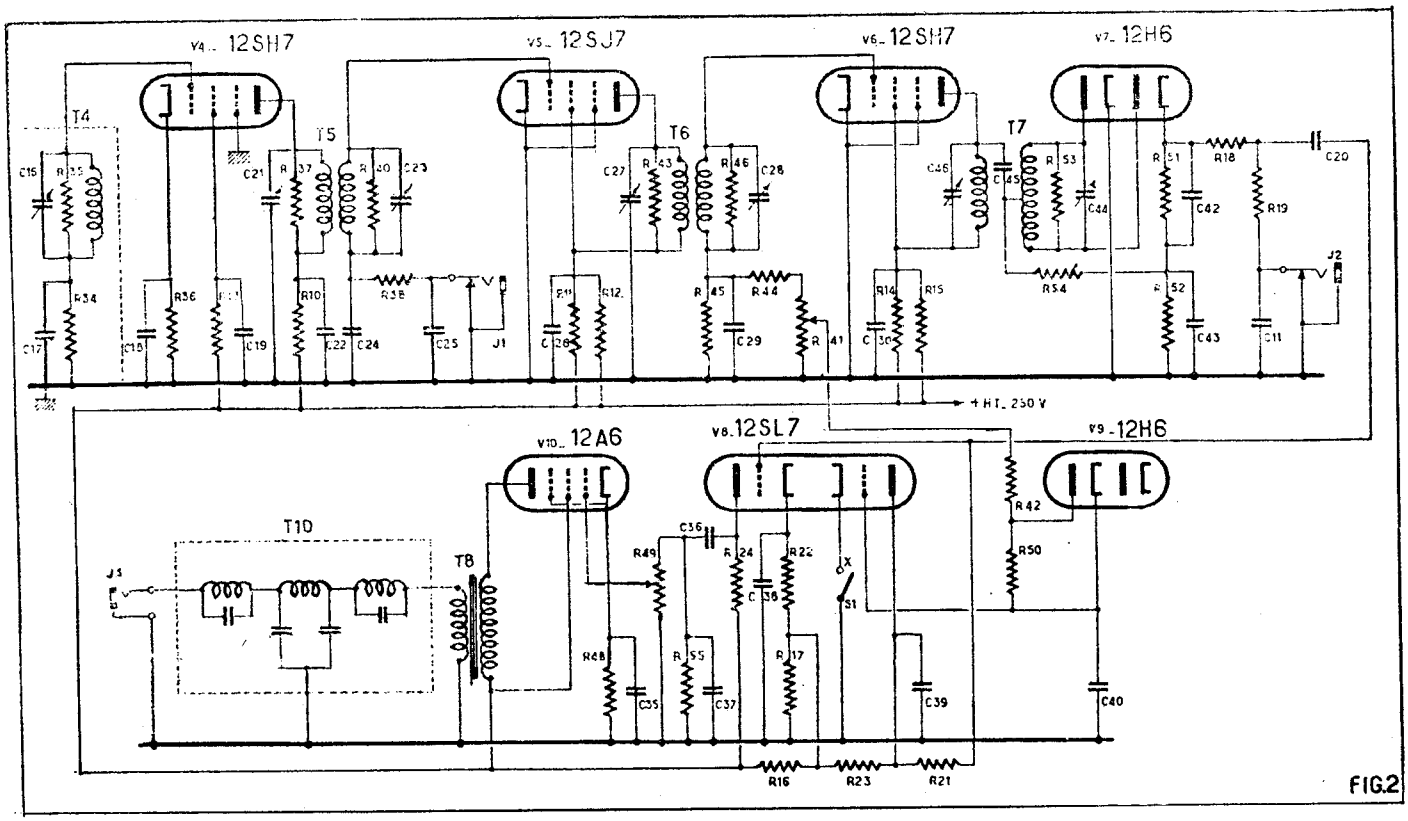


FIG.2

le câblage des filaments. Le poste est, en effet, prévu pour être alimenté par une batterie de 24 à 28 V, ausi les filaments des lampes sont-ils montés deux par deux en série-parallèle. Nos lecteurs se reporteront avec profit à l'article sur ce sujet que nous publions en p. 12 (*Conversion des Command Sets*). La figure 3 vous montre le câblage des filaments qu'il faudra modifier de façon à ce que tous soient en parallèle. Précisons que le circuit filaments est câblé en fil moucheté rouge et blanc.

La figure 3 vous montre également l'alimentation haute tension. La basse tension attaque le dynamotor DS125 par un filtre constitué par deux condensateurs tubulaires ressemblant à des électrochimiques de polarisation, C_{49} ei C_{50}, chacun de 5 Mfd, et par la self L_{13}, dans un boîtier tubulaire en carton analogue à celui des deux condensateurs précédemment mentionnés. Cette self est en fil émaillé d'environ 10/10 récupérable. Cet ensemble de filtrage basse tension se trouve à côté du boîtier CA3. Comme il n'a aucune utilité, l'enlever.

Le dynamotor DS125 (absent), alimenté sous 28 V × 1,2 A, délivre une haute tension de 260 V × 60 millis. Sa sortie est filtrée par la self L_{12}, self de choc HF genre R100 disposée sur deux colonnettes en trolitul (ou une manière analogue), par les condensateurs électrochimiques haute tension C_{47} et C_{48}, chacun de 8 Mfd × 500 V et par la self à fer CH_1. Récupérer L_{12} et connecter le fil + 250 V de l'alimentation secteur que vous utiliserez au point de jonction de L_{12}, CH_1 et C_{48}.

Précisons, pour ceux qui se demanderaient où sont passés tous les condensateurs de découplage figurés sur le schéma, qu'ils se trouvent groupés dans les boîtiers CA2 et CA3. Ajoutons que si certaines résistances et capacités du schéma ne se trouvent pas dans la nomenclature, c'est qu'elles se trouvent dans les boîtiers que nous n'avons pas encore eu l'occasion de démonter.

Quelles lampes employer ?

En même temps que celle de la modification du câblage des filaments, cette question se pose dès le début de la « conversion » de tout appareil surplus. Si vous avez les lampes pour lesquelles le poste est prévu, il n'y a pas de problème, mais si cela n'est pas, il faut tâcher de vous arranger avec celles que vous possédez. Acheter onze lampes neuves rendrait le prix de l'appareil sans rapport avec sa valeur réelle.

Pour les 12K8, pas de difficulté : à défaut d'une 6K8, une 6E8 fait parfaitement l'affaire, de même que ECH3, ECH41, ECH42, ECH80, en changeant les supports. Pour les 12SH7 et 12SJ7, on peut essayer 6SJ7, 6AU6, EF80 et, d'une façon générale, toutes les pentodes à pente fixe. Il est cependant recommandé d'employer pour les limiteuses V_5 et V_6 des 6AC7.

Pour la 12H6 de V_7, prendre de préférence une 6H6, mais on pourrait essayer une 6AL5. En V_9, comme une seule diode est utilisée, si l'on manque de 6H6, on peut employer la cathode et une plaque diode d'une diode triode ou diode pentode, voire une triode dont on relie la grille à la plaque. On peut d'ailleurs fort bien se passer du réglage silencieux.

Quant aux 12A6, bien qu'elles n'aient pas d'équivalent en 6 volts, on peut les remplacer sans grand mal par des 6F6 ou 6V6.

Considérons maintenant la prise multiple disposée sur le panneau avant du châssis.

En la regardant de l'intérieur, vous constaterez que chacune de ses broches porte, gravé dans l'isolant, un numéro, de 7 à 12. La prise 7 est la sortie basse fréquence venant du filtre T_{10} ; elle est reliée à la lame active du jack J_3 de sortie BF, marqué « Audio ». On peut donc brancher un casque à basse impédance aussi bien dans le jack qu'entre la prise 7 et la prise 9, cette dernière étant réunie à la masse. Bien que, sur notre figure 2, nous ayons représenté J_3 comme un jack ordinaire, il s'agit, en réalité, d'un jack à lames multiples. Le fait d'enfoncer la prise mâle reliée au casque établit un court-circuit entre deux lames reliées aux broches 10 et 12 de la prise multiple. Or, la broche 12 est l'arrivée du + 24 V de l'accu alors que la broche 10 est reliée au circuit filaments et à l'enroulement basse tension du dynamotor. Ainsi, en enfonçant le jack du casque ou en court-circuitant les broches 10 et 12, on mettait le récepteur sous tension. Avec l'alimentation secteur cela n'a évidemment aucun intérêt et l'on peut éliminer les connexions autres que celles allant aux filaments aboutissant à ces deux broches.

L'antenne peut être reliée à la prise coaxiale « Ant » ou à la broche 11 de la prise multiple qui lui est reliée. Quant à la broche 8, elle est réunie par un fil blanc à l'extrémité chaude (point X de la figure 2) de l'interrupteur S_1 marqué « squelch » qui commande la mise en service du silencieux.

Pendant que nous sommes à côté de la prise multiple, précisons le repérage des sorties du transformateur T_8 :

Marron = plaque 12A6 ;

Vert = + HT ;

Jaune = masse ;

Noir = entrée du filtre T_{10} (plus exactement ce fil noir va à une cosse à laquelle est relié le fil rouge d'entrée du filtre).

La sortie du filtre arrive à la broche 7 de la prise multiple par un fil noir. La prise de masse du filtre se fait par un fil jaune.

Ces précisions sont utiles, car il faudra remplacer le transformateur de sortie si l'on veut pouvoir recevoir en haut-parleur. Le filtre qui n'a alors plus d'utilité sur l'appareil pourra être démonté, puis remonté sur un petit châssis séparé, car nous verrons par la suite qu'il peut trouver d'autres emplois fort intéressants. Au fait, précisons que ce filtre T_{10} se trouve sur le châssis à l'intérieur du gros boîtier surmonté du petit panneau en bakélite sur

le récepteur anglais CR 100

Le récepteur militaire anglais Marconi CR-100, également connu sous l'appellation B-28, est théoriquement l'un des appareils surplus se rapprochant le plus de ce qu'on est en droit d'attendre d'un récepteur de trafic moderne. Sur le papier, il surclasse les appareils similaires américains tels que BC-342 ou BC-348.

Nous verrons par la suite qu'en pratique il n'en est rien, certains défauts contrebalançant largement ses avantages. Voyons tout d'abord ces derniers :

1° *La gamme couverte.* Le CR-100 couvre, en six gammes, de 60 kHz à 420 kHz et de 500 kHz à 30 MHz, soit sensiblement plus que la plupart des postes de simili-trafic que l'on trouve aux surplus, qui ne descendent généralement pas au-delà de 18 MHz ;

2° *L'alimentation.* Il s'agit d'un appareil à alimentation secteur incorporée — ce qui est également fort rare. Le fonctionnement n'est toutefois prévu que sur secteur 200 à 250 V × 50 périodes.

Le transformateur d'alimentation ne comporte pas de prise pour secteur 120 V. Sur secteur 240 V, la consommation est de 85 W. L'appareil peut également fonctionner sur alimentation extérieure, cette dernière pouvant être, soit deux accumulateurs, l'un de 6 V, l'autre de 160 V, soit un accumulateur de 6 V assurant le chauffage des lampes et actionnant une commutatrice produisant la haute tension nécessaire. Dans le premier cas, la consommation est de 6 V sous 4 ampères et de 160 V sous 60 millis. Dans le second, elle est de 6 V sous 8 ampères. Le fonctionnement sur accumulateur et commutatrice de 6 V mérite d'être souligné car il est excessivement rare de trouver un appareil militaire fonctionnant sur cette tension.

Nous croyons donc utile de préciser que la commutatrice en question porte la désignation suivante : Rotary converter WIS 1571 Sht 3, input 6 V, output 190 V × 80 mA. Notez que l'appareil est assez tolerant en matière de haute tension, acceptant tous voltages entre 160 et 250 V sans différence appréciable de rendement ;

3° *Sensibilité et protection contre les fréquences-images.* Deux étages d'amplification haute fréquence précédant la mélangeuse assurent une grande sensibilité en même temps qu'une protection contre les fréquences images. Cette dernière est de l'ordre de 30 dB à 28 MHz et supérieure à 60 dB sur les fréquences inférieures à 11 MHz. Pour un rapport signal/souffle de 20 dB (en CW3 la sensibilité doit être de 1 à 2 µV de 60 kHz à 11 MHz et de 1,5 à 4 µV de 11 MHz à 30 MHz ;

4° *Filtre MF à quartz et sélectivité variable.* Un commutateur (Passband) offre le choix entre cinq bandes passantes MF : 100 Hz, 300 Hz, 1 200 Hz, 3 000 Hz ou 6 000 Hz.

Cela est obtenu grâce à l'emploi de trois étages d'amplification moyenne fréquence, en plus du filtre à cristal. Un filtre basse fréquence précédant la lampe de sortie est utilisé pour réduire la bande passante à 100 Hz lorsqu'on le désire ;

5° *La commande automatique de gain* peut être utilisée aussi bien en télégraphie non modulée qu'en téléphonie, grâce à l'adaptation des constantes de temps à ces deux utilisations ;

6° *Précision et facilité des réglages sur toutes les fréquences,* grâce au double cadran magnifiquement démultiplié et sans le moindre jeu. La lecture s'effectue sur l'échelle illuminée calibrée directement en fréquences, la précision étant apportée par le cadran séparé entraîné par le même bouton. Le fait que sur la gamme de 11 à 30 MHz un millimètre représente 5 kHz sur le cadran témoigne de l'excellence de l'étalement ;

7° Sur certains modèles, un dispositif est prévu pour assurer le silence du récepteur lorsque l'émetteur qui lui est adjoint est mis en service (sidetone). Le modèle type a en effet été modifié à la convenance de différents services, comme cela a été le cas pour nombre d'appareils militaires. Les modèles principaux sont : CR-100, CR-100/2, CR-100/4, CR-100/5, CR-100/7, CR-100/8 et CR-100/8 modifié.

Ajoutons — détail qui a son importance lorsqu'il s'agit d'un appareil assez compliqué — que le câblage n'est pas trop fouillis, sauf dans le coin de la détection, que le bloc de bobinages est fort bien fait et que le contacteur de gammes est tout à fait accessible.

Il s'agit d'un superhétérodyne équipé de onze tubes comportant deux étages haute fréquence accordés, un changement de fréquence par deux lampes, trois étages moyenne fréquence *accordés sur 465 kHz,* une détectrice, CAV et première BF, un BFO, un étage de puissance BF et une valve. Nous donnons, ci-après, les désignations des types de lampes utilisés, la première étant la numérotation commerciale anglaise, la seconde l'équivalence militaire anglaise et la troisième la correspondance américaine :

V_1, V_2, V_4, V_5, V_6, V_7 et V_{10} : KTW62 (VR100) ou 6K7.

V_3 : X66 (VR99) ou 6K8.

V_8 : DH63 (NR68) ou 6Q7.

V_9 : KT63 (NR85 ou ARP17), 6F6 ou 6V6.

V_{11} : U50 (NU20), 5Y3 ou 5Z.

V_1, V_4 et V_{10} peuvent sans inconvénient être des 6J7 au lieu de 6K7.

le BC 499 B (suite)

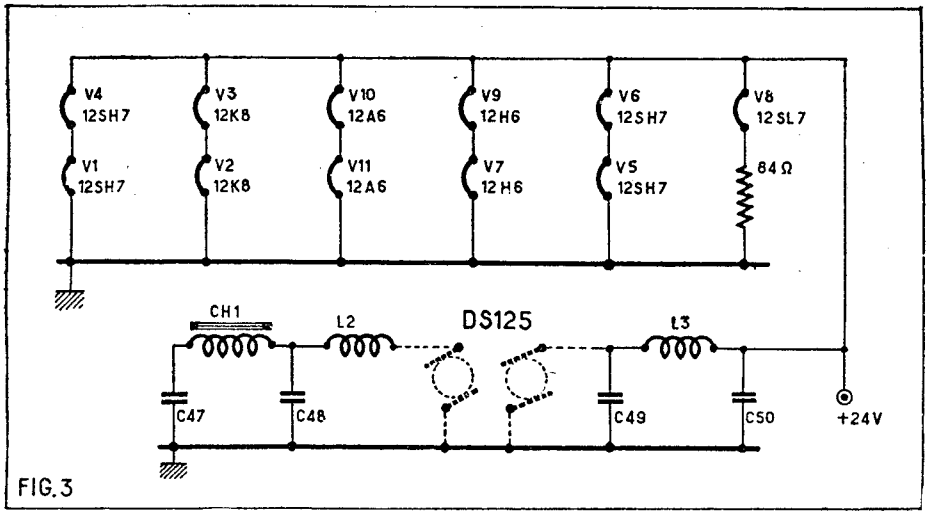


FIG. 3

lequel se trouvent diverses commandes que nous allons voir maintenant.

Le bouton à flèche marqué « volume » commande le potentiomètre R_{10} (fig. 2) contrôle de puissance.

Le petit bouton noir marqué d'une flèche blanche commande le contacteur S_2 (fig. 1) permettant de mettre en service l'un des cinq quartz.

L'axe fendu marqué « squelch » sert au réglage du potentiomètre R_{11} (fig. 2) qui permet de fixer le niveau au-dessous duquel agit le silencieux.

Le jack marqué « tuning » permet d'insérer un milliampèremètre dans le circuit grille de V_5 première des deux lampes limiteuses pour accorder les étages précédents. C'est J_1 de la figure 2.

Le jack « balance » (J_2 de la figure 2) sert à équilibrer le discriminateur V_9. En y insérant un milliampèremètre, l'aiguille ne doit pas dévier pour une porteuse non modulée de 456 Kc injectée à l'aide d'une hétérodyne sur la moyenne fréquence. Si on fait varier en plus ou en moins d'une valeur égale la fréquence injectée des variations d'amplitudes égales doivent être observées de part et d'autre du zéro sur le milli à déviation dans les deux sens.

Nos lecteurs désireux d'utiliser l'engin en modulation de fréquence feront bien de potasser les ouvrages et articles déjà nombreux publiés sur le mode de réception FM par limiteur et discriminateur, l'espace nous manquant pour le moment pour entrer dans les détails de ce procédé. La seule différence entre le BC 499 et les montages classiques est qu'au lieu d'un seul limiteur, il en emploie deux, ce qui doit produire un rabotage très énergique éliminant toute trace de modulation d'amplitude.

Deux couplages d'antenne sont prévus : l'un permet le branchement d'une ligne de descente à basse impédance (dipôle ou non), l'autre est à haute impédance. Sur les modèles CR-100, CR-100/4 et CR-100/7 il existe deux prises d'antenne à basse impédance marquées « D » (dipôle), ce qui permet une entrée équilibrée avec ce type d'antenne. Par contre, sur les modèles CR-100/2, CR-100/5 et CR-100/8, il n'existe qu'une seule prise marquée « D », l'autre extrémité de la self de couplage à basse impédance étant à la masse. Cette basse impédance a une valeur moyenne de 100 Ω sur toutes les bandes.

La prise d'antenne à haute impédance, marquée « A », est reliée au sommet de l'enroulement secondaire du transformateur d'entrée par une capacité de 10 pF et une résistance de fuite de 2 MΩ. Ce circuit grille de la première HF est accordé par la cage du bloc de CV la plus éloignée du panneau avant, ainsi que par le trimmer d'antenne en parallèle sur le circuit. Ce trimmer est commandé par le bouton « Aerial Trimmer » sur le panneau avant du récepteur. Il est surtout utile sur la gamme la plus élevée en fréquences où un accord précis du circuit d'entrée contribue à réduire le souffle et à « sortir » les signaux faibles.

Les prises d'antenne « A » et « D » se trouvent sur une plaquette à l'arrière de l'appareil, à côté de la prise de terre « E », des prises de sortie BF sur ligne d'impédance 600 Ω « LINE » et des prises de haut-parleurs « LS ». La prise multiple d'alimentation à cinq broches se trouve à gauche de cette plaquette. Alors que la puissance modulée appliquée au haut-parleur peut atteindre 2 W, celle recueillie sur la sortie « LINE » est au maximum de 2 mW. Des prises de casque à haute et à basse impédance, marquées « PHONE », se trouvent sur le panneau avant.

Les deux étages d'amplification haute fréquence

Pour obtenir la présélection nécessaire à une réjection acceptable des fréquences images sur les fréquences les plus élevées avec une MF aussi basse que 465 kHz, le constructeur a dû avoir recours à deux étages HF accordés précédant le changement de fréquence. Cette solution est loin d'être satisfaisante, car elle nécessite, pour éviter les accrochages qui autrement ne manqueraient pas de se produire, l'emploi de lampes à faible gain ayant un souffle inhérent élevé. Inévitablement, un récepteur de trafic à deux étages HF est un appareil qui souffle. Le CR-100 ne fait pas exception à la règle (les Super-Pré non plus). De ce fait, le rendement de sa gamme 6 (11 à 30 MHz) est très quelconque, les signaux faibles n'arrivant pas à dominer le niveau du souffle.

Y remédier n'est pas facile. Le système consistant à remplacer la lampe d'entrée par un tube à forte pente et à faible résistance équivalente au souffle, qui donne généralement de bons résultats lorsqu'il n'y a qu'un seul étage HF, signifierait dans ce cas instabilité et accrochages inextricables. (Ceci à l'intention des lecteurs qui nous ont fait part de leurs malheurs après avoir remplacé les 6K7 par des 6BA6 ou par des tubes encore plus nerveux !) La meilleure solution devrait être, pensons-nous, le remplacement de la lampe d'entrée par un cascode réalisé avec une double triode à faible pente et à relativement faible souffle. On pourrait, par exemple, essayer de remplacer la première 6K7 par une 6SN7 en cascode. Peut-être même y aurait-il intérêt à remplacer également la seconde HF, voire même la mélangeuse, par des cascodes. (Est-il besoin de préciser que de tels essais ne sont pas recommandés aux amateurs insuffisamment expérimentés et équipés ?)

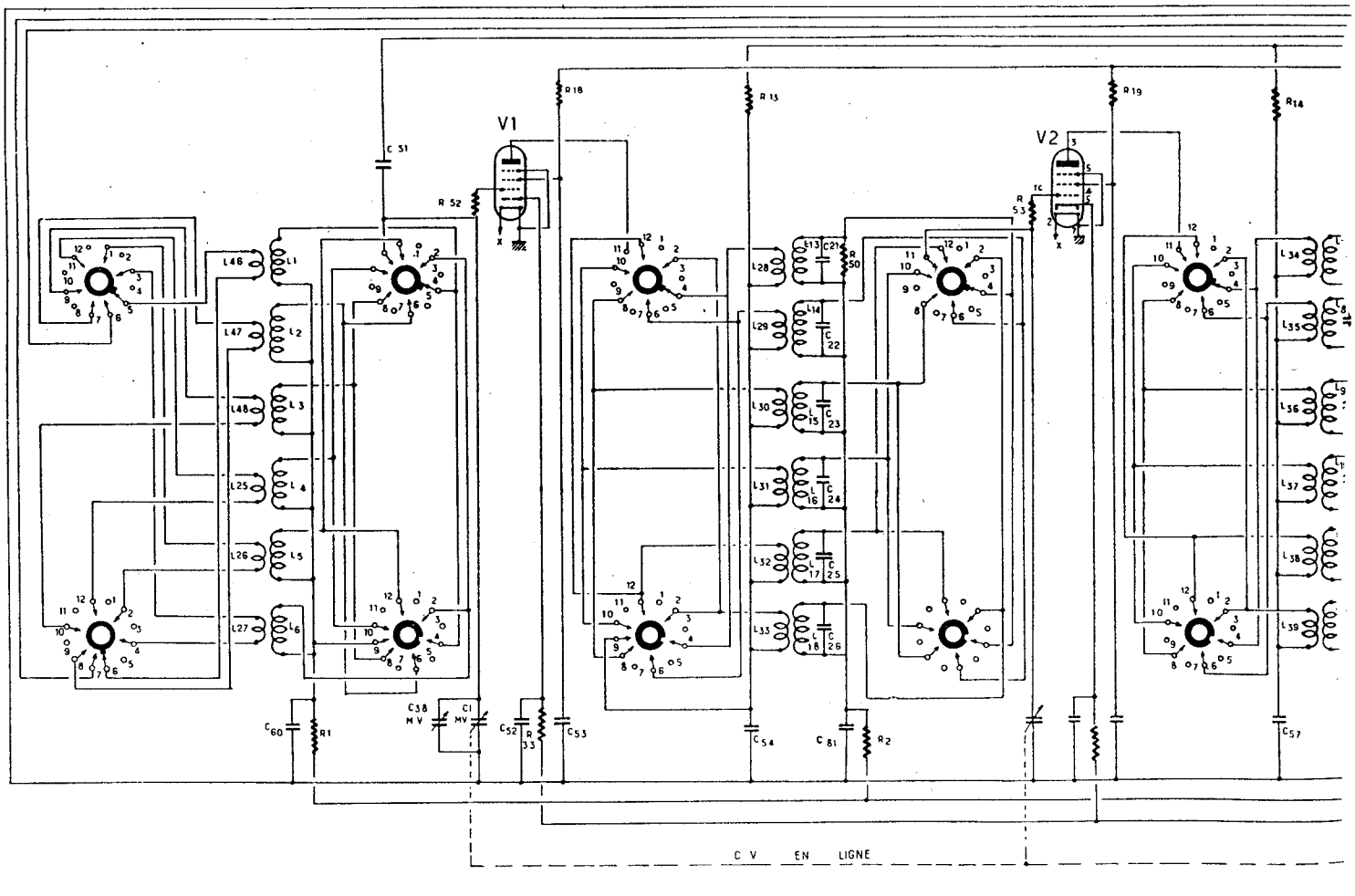
Pour combattre l'instabilité du montage, des résistances de blocage ont été insérées dans les connexions grille des lampes HF et oscillatrice. Ces résistances ont une valeur de 10 Ω pour V_1, V_2 et V_3, et de 50 Ω pour V_4.

L'extrémité froide de chacun des circuits-grille des étages HF et des deux premières MF est reliée à la ligne de CAV par une résistance de 50 000 Ω et découplée par un condensateur de 0,1. Notez que les condensateurs de découplage des circuits grille, ainsi que ceux des circuits plaque, se trouvent dans le bloc de bobinages HF.

Le contacteur de gammes comporte sur la face arrière de chaque galette une plaque qui court-circuite automatiquement tous les enroulements HF inutilisés, tandis que le contact sur la face avant du même rotor met en circuit le bobinage voulu.

La polarisation de toutes les lampes HF et MF est obtenue par l'insertion de résistances de 390 Ω, découplées par des condensateurs de 0,1, entre leurs cathodes et la masse.

La tension écran des amplificatrices HF, ainsi que d'autres tubes est prise sur une ligne provenant d'un diviseur de tensions et est de l'ordre de 80 V. A la broche écran de chacune de ces lampes se trouve en outre une résistance de blocage et un condensateur de découplage.



La liaison entre les deux étages HF se fait par le procédé classique du transformateur à circuit anodique apériodique et circuit grille accordé, l'anode étant découplée de la haute tension par une résistance de 2 000 Ω et un condensateur de 0,1.

Chaque enroulement grille comporte un trimmer séparé et tous les bobinages comportent un noyau magnétique.

Le second étage HF est analogue au premier et attaque la grille de commande de la mélangeuse. La cathode de cette triode-hexode est à la masse, de même que l'extrémité froide de son circuit grille accordé. Cette lampe est donc soustraite aussi bien au contrôle manuel de sensibilité qu'à l'action de la CAV. La plaque de la partie triode de la lampe est mise à la masse.

L'oscillateur local est équipé d'une pentode montée en triode. Il est du type à enroulement réactif séparé. *Sur toutes les gammes, il oscille sur une fréquence supérieure de 465 KHz à celle du signal reçu.* Les paddings se trouvent dans le bloc de bobinages, ainsi que les condensateurs de découplage. Chacune des inductances des trois gammes les plus basses en fréquences possède en outre un trimmer. Par contre, celles des gammes 4, 5 et 6 n'ont pas de trimmer, un petit condensateur fixe, ajusté une fois pour toutes en tenant lieu.

Les valeurs de ces condensateurs en parallèle sur l'enroulement accordé de l'oscillateur sont les suivantes :

Gamme 4, 7 pF ;
Gamme 5, 2 pF ;
Gamme 6, 4 pF.

Donnons également les points d'alignement pour les différentes gammes :

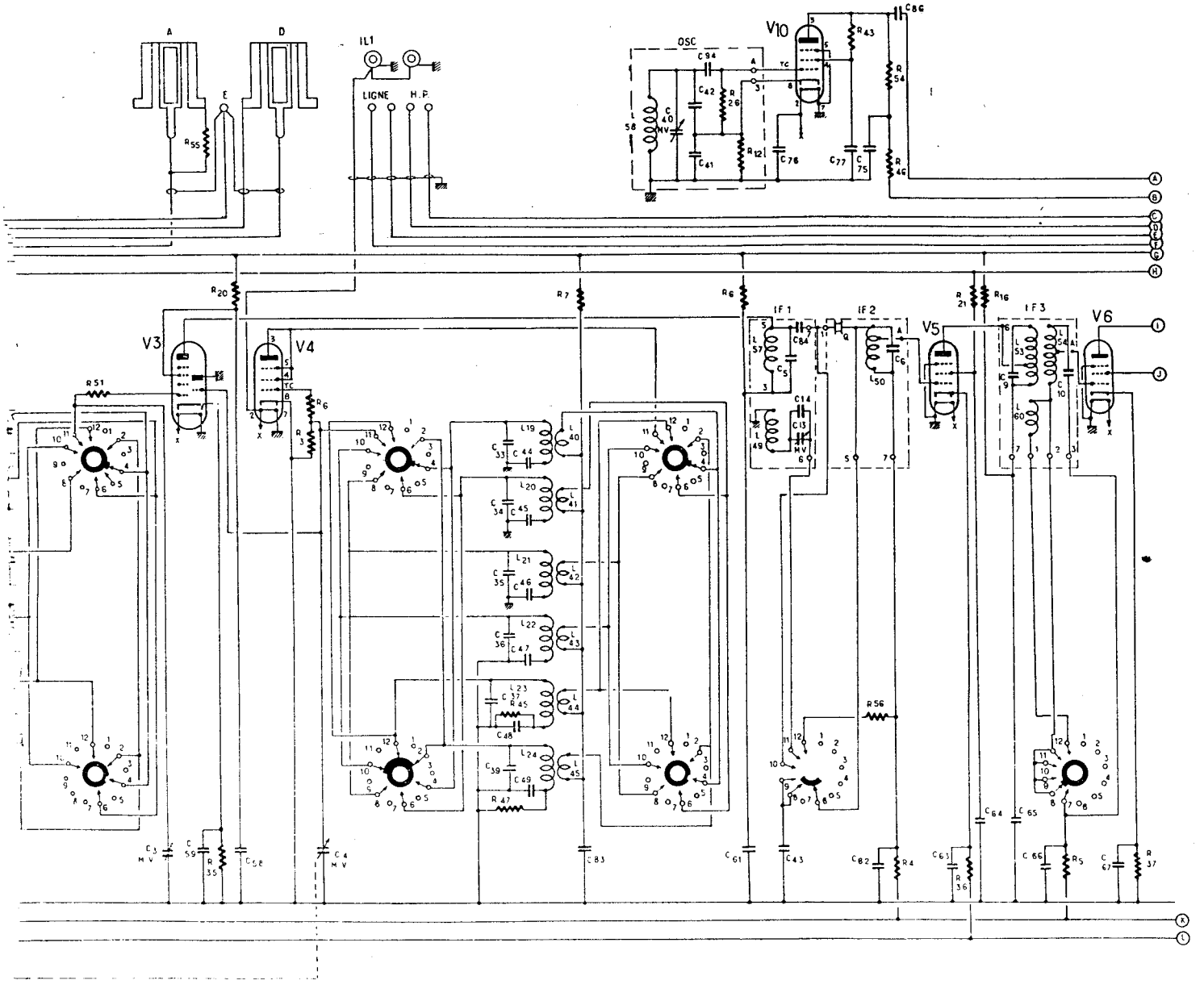
Gamme 1, 60 KHz et 160 KHz ;
Gamme 2, 160 KHz et 400 KHz ;
Gamme 3, 500 KHz et 1 400 KHz ;
Gamme 4, 1,4 MHz et 4 MHz ;
Gamme 5, 4 MHz et 11 MHz ;
Gamme 6, 11 MHz et 30 MHz.

L'instabilité de l'oscillateur local est l'un des points faibles de ce récepteur. La notice d'utilisation précise qu'il faut laisser chauffer l'appareil pendant au moins deux heures avant de faire un réglage. Et même en observant cette prescription, on constate encore une sensible dérive. Les moyens classiques, tels la stabilisation par tube au néon de la tension anodique de l'oscillatrice ne permettent pas de remédier de façon satisfaisante à ce défaut. Il semble bien que l'instabilité soit due, non seulement à des causes électriques et thermiques, mais aussi à une insuffisance de stabilité mécanique.

Un autre défaut du système de changement de fréquence employé est le pulling (l'accord de la mélangeuse réagit sur celui de l'oscillatrice). Cela se produit, non seulement sur la gamme 6 où ce ne serait pas trop anormal, mais aussi sur la gamme 5 et même sur la gamme 4, où c'est parfaitement abusif. Le mieux serait sans doute pour l'amateur très compétent de faire table rase du montage d'origine de la partie changement de fréquence et d'en remonter une autre selon un schéma ayant fait ses preuves et exempt des défauts que nous venons de signaler.

L'amplificateur MF à sélectivité variable

Il constitue certainement la particularité la plus remarquable de l'appareil. Malheureusement, sa perfection technique en fait une arme à double tranchant et est souvent la source de sérieux déboires pour qui se trouve en présence d'un appareil ayant perdu son alignement primitif et ne dispose pas d'un véritable laboratoire. Nous



connaissons des amateurs, qui ne sont pourtant pas manchots, mais qui y ont perdu leurs derniers cheveux avant de s'avouer vaincus par le monstre.

Il faut dire que la présence du contacteur (S-10, S-11, S-12 et S-15) permettant de choisir la bande passante désirée n'ajoute rien à la clarté du circuit. Le circuit plaque de la mélangeuse attaque le premier transfo MF et le filtre à cristal. On remarquera que les deux enroulements accordés de ce transfo ne sont pas couplés inductivement mais se trouvent chacun dans un blindage séparé. Le neutrodynage du quartz (phasing) est effectué par report sur le primaire d'une fraction du voltage présent dans le secondaire. Le condensateur neutrodyne est situé dans le premier blindage alors que le cristal se trouve dans le second.

Sur les positions du contacteur correspondant aux bandes passantes de 6 000 Hz et de 3 000 Hz, le cristal n'est pas en service.

Les trois autres transfos MF ont des enroulements à Q élevé faiblement couplés. Chaque bobinage est accordé par son noyau magnétique ainsi que par un condensateur fixe. Une petite self auxiliaire fortement couplée au primaire est mise en série avec le secondaire de chacun des transfos 1F3 et 1F4 lorsque le contacteur est en position bande passante 6 000 Hz.

La bande passante la plus large obtenue avec le filtre à cristal en service est de 1 200 Hz, mais elle peut être réduite à 300 Hz et même à 100 Hz par l'action du contacteur sur le phasing ainsi que sur les impédances des circuits.

La position 6 000 Hz est, bien entendu, celle qui permet la meilleure intelligibilité de la parole et rend l'accord le moins pointu. Elle présente par contre le défaut d'augmenter le bruit de souffle et se révèle généralement insuffisante sur les bandes amateurs encombrées. Elle ne sera utilisée que si le signal reçu arrive très fort, en l'absence d'interférence.

Celle de 3 000 Hz donne une meilleure sélectivité et moins de bruit de fond. C'est celle qui convient le mieux pour la réception de la téléphonie et pour la recherche des stations.

La bande 1 200 Hz représente déjà une sélectivité trop élevée pour la réception confortable de la téléphonie. Elle convient à la réception de la télégraphie non modulée sur toutes les gammes.

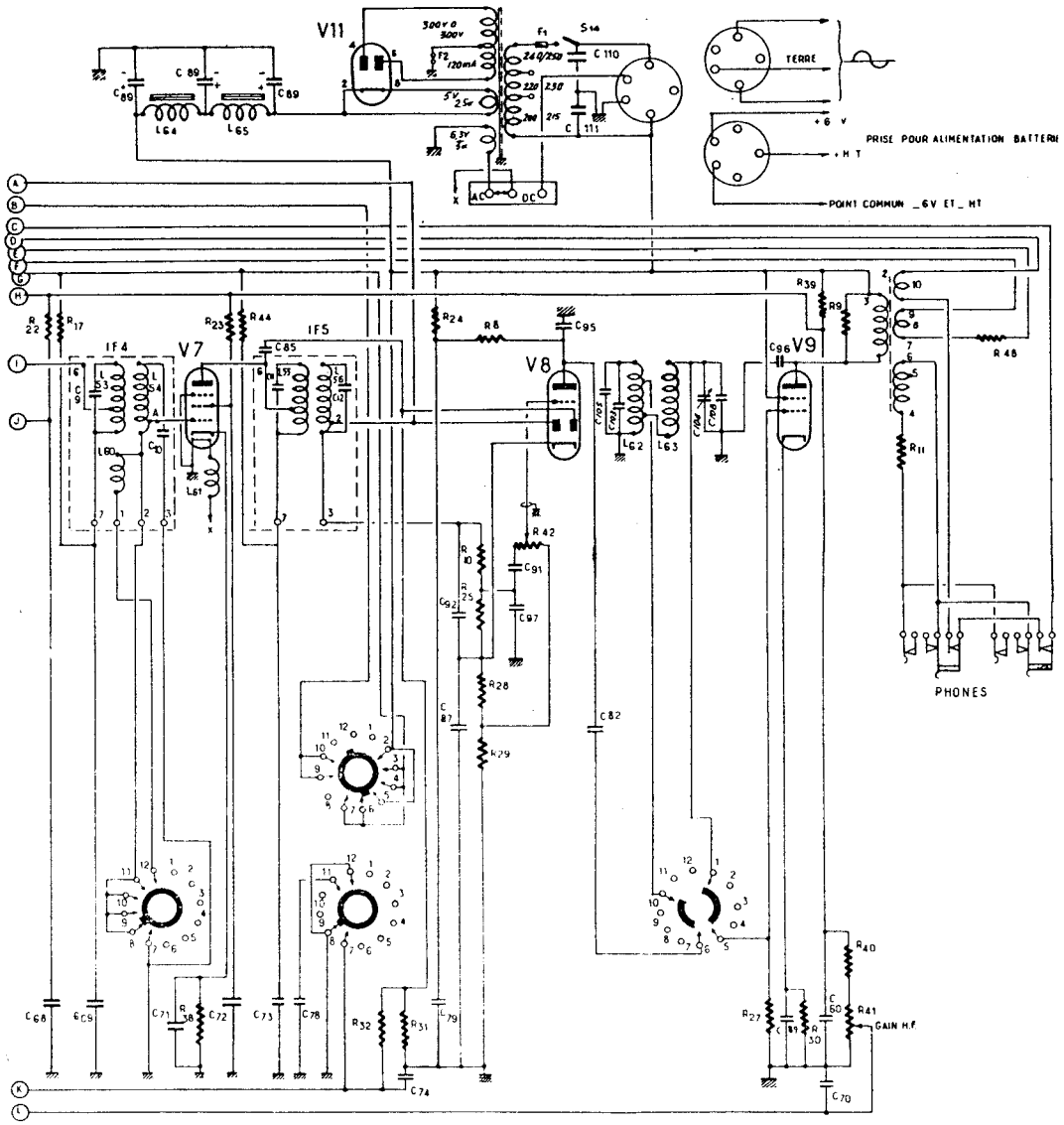
Le manque de stabilité de l'oscillateur local, mentionné plus haut, réduit considérablement les avantages que l'on peut tirer de la sélectivité poussée de l'ampli MF. C'est ainsi que la sélectivité 300 Hz devient absolument inutilisable au-delà de la gamme 4 et celle de 100 Hz au-delà de la gamme 2. Ces positions sont donc dénuées d'intérêt pour la réception des bandes amateurs.

Détection et antifading

Le contacteur S-13 (MOD-OFF-CW) permet, sur chacun des modes de fonctionnement, signaux modulés (MOD) ou signaux non modulés (CW), d'utiliser au choix l'antifading (AVC) ou le contrôle de sensibilité manuel (MAN). Cependant, le fonctionnement de l'antifading n'est pas le même sur la position (MOD) que sur (CW). Dans ce dernier cas, en effet, sa constante de temps est augmentée. Pour supprimer l'antifading il suffit de placer le contacteur sur l'une des deux positions (MAN).

La position (OFF) du contacteur correspond à ce qui est généralement appelé « stand-by » sur les postes de trafic, c'est-à-dire à une coupure de la haute tension de certains étages en laissant les filaments des lampes sous tension de façon à pouvoir reprendre instantanément l'écoute après une brève interruption.

L'une des diodes de la 6Q7, attaquée par un condensateur de 100 pF relié à la plaque de la troisième MF fournit la tension de CAV. Afin d'obtenir l'action différée recherchée, la cathode est portée à une tension d'environ 17 V. En plus des découplages appropriés, une capacité supplémentaire de 1 µF est mise en service sur la position CW pour augmenter la constante de temps. Cette dernière est de 0,1 s en modulé et de une seconde en CW.



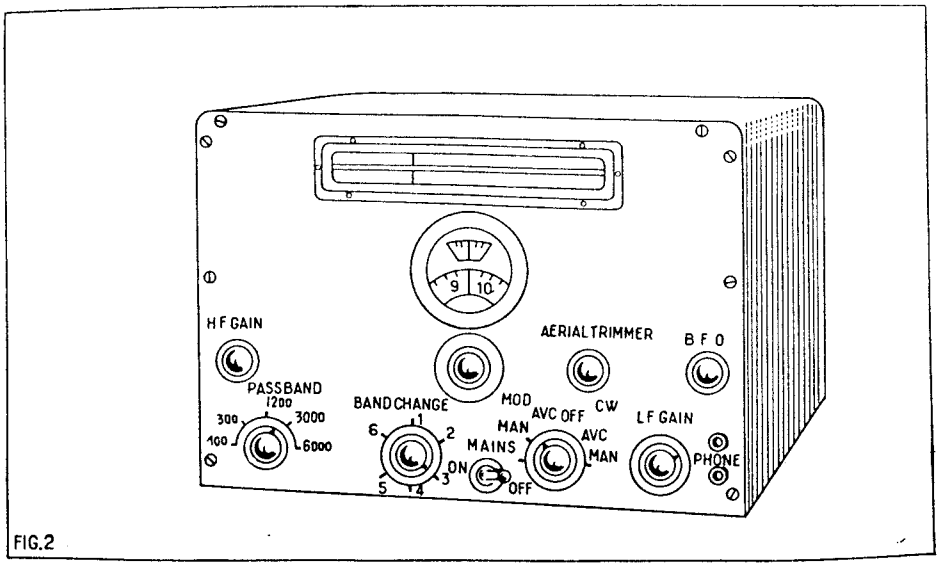


FIG.2

La détection et la préamplification BF, assurées par l'autre diode et par la triode de la 6Q7 sont classiques. On notera cependant que l'extrémité froide du potentiomètre volume contrôle BF (LF GAIN), dont le curseur est relié directement à la grille de la triode va à une prise sur la résistance de cathode pour éviter une surpolarisation. La triode se trouve ainsi polarisée à — 1,8 V par rapport à la cathode.

Le BFO

Le BFO est un oscillateur ECO-Colpitts couplé à la détectrice par une capacité de 30 pF. L'oscillateur est à noyau magnétique ajustable. Le petit condensateur variable de 10 pF (C_{40}) permet de faire varier sa fréquence d'oscillation de quelques kilohertz en plus ou en moins de la moyenne fréqence. Le réglage de la note de battement revêt en effet une importance très grande avec un ampli MF à bande passante étroite. La fréquence optimum de cette note est d'environ 1 KHz. C'est en effet cette fréquence que favorise le plus le filtre BF disposé entre la première BF et la lampe finale.

La figure 2 montre la disposition des commandes sur le panneau avant de l'appareil, dont les dimensions sont : largeur, 40 cm ; profondeur, 41 cm ; hauteur, 31 cm. Le poste pèse environ 40 kg.

En plus des commandes que nous avons déjà mentionnées, on remarquera au milieu et en bas du panneau avant l'interrupteur d'arrivée du secteur (S1A), marqué « MAINS ON-OFF ».

Nous tenons à préciser, avant d'en terminer par la nomenclature des pièces figurant sur le schéma général de l'appareil, que nous avons surtout présenté cette description pour son intérêt technique et pour venir en aide aux assez nombreux possesseurs de CR-100. Après les réserves que nous avons formulées, il est évident que ce récepteur n'est pas fait pour les amateurs peu expérimentés et qu'il ne doit intéresser les autres que s'il est offert à un prix modique.

Nomenclature des pièces

R_1, R_2, R_4, R_6, R_8 = 50 k.
R_3, R_7, R_9, R_{34}, R_{45}, R_{46} = 20 k.
R_5 = 50 Ω.
R_{10}, R_{49}, R_{50} = 200 k.
R_{11} = 470 k (sur le CR-100 et le CR-100/2).
50 k sur les autres modèles.
R_{12}, R_{39}, R_{40} = 10 k.
R_{13}, R_{14}, R_{15}, R_{16}, R_{17}, R_{44}, R_{57} = 2 k.
R_{18}, R_{19}, R_{21}, R_{22}, R_{23} = 5 k.
R_{20} = 40 k.
R_{25}, R_{26}, R_{43}, R_{54}, R_{56} = 100 k.
R_{24}, R_{26}, R_{42}, R_{54}, R_{56} = 100 k.
R_{27}, R_{32} = 1 MΩ.
R_{28} = 1 200 Ω.
R_{30} = 500 Ω.
R_{31} = 500 k.
R_{33}, R_{34}, R_{35}, R_{36}, R_{37}, R_{38} = 390 Ω.
R_{41} = potentiomètre 2 k (HF GAIN).
R_{42} = potentiomètre 500 k (LF GAIN).
R_{47} = 3 k.
R_{48} = 600 Ω.
R_{51}, R_{52}, R_{53} = 10 Ω.
R_{51}, R_{52}, R_{53} = 10 Ω.
R_{55} = 2 MΩ.
C_1, C_2, C_3, C_4 = CV quatre cages de 437,5 pF.
C_5, C_6, C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{12} = 350 pF.
C_{13} = 20 pF.
C_{14} = 25 pF.
C_{21}, C_{22}, C_{23}, C_{24}, C_{25}, C_{26}, C_{27}, C_{28}, C_{29}, C_{30}, C_{31}, C_{32}, C_{33}, C_{34}, C_{35} = ajustables 5-50 pF.
C_{36}, C_{37}, C_{39} = valeurs déterminées à l'essai.
C_{38} = trimmer d'antenne 25 pF.
C_{40} = CV du BFO 10 pF.
C_{41} = 2 000 pF.
C_{42} = 420 pF.
C_{43} = 7 pF.
C_{44} = 55 pF.
C_{45} = 150 pF.
C_{46} = 460 pF.
C_{47} = 1 190 pF.
C_{48} = 3 400 pF.
C_{49} = 10 000 pF.
C_{51} = 10 pF.
C_{52}, C_{53}, C_{54}, C_{55}, C_{56}, C_{57}, C_{58}, C_{59}, C_{60}, C_{61}, C_{62}, C_{63}, C_{64}, C_{65}, C_{66}, C_{67}, C_{68}, C_{69}, C_{70}, C_{71}, C_{75}, C_{76}, C_{72}, C_{73}, C_{74}, C_{77}, C_{80}, C_{81}, C_{91} = 0,1 µF.
C_{78}, C_{79} = 1 µF.
C_{82}, C_{84}, C_{110}, C_{111} = 0,01 µF.
C_{83}, C_{95}, C_{97} = 500 pF.
C_{85}, C_{92}, C_{93}, C_{94} = 100 pF.
C_{90} = 30 pF.
C_{87}, C_{88} = 25 µF × 25 V.
C_{89} = 8 + 8 µF (400 V électrolytiques).
C_{96} = 2 000 pF.
C_{103}, C_{104} = trimmers mica.
C_{105}, C_{106} = 3 100 pF.
T_1 = transfo d'alimentation modèle WQ 3244 Sh 1.
T_2 = transfo de sortie modèle WIS 2578.
Q = cristal MF modèle WQ 3244/C Sh 14.
L_{61} = self de choc de 1 µH.
L_{64} = self de filtrage 8 H, 120 mA, 225 Ω modèle WQ 3244 Sh 4.

Les Sélections de **SYSTÈME "D"**

☆

Numéro 2

LES ACCUMULATEURS

Comment les construire, les réparer, les entretenir

Prix : 1 F

☆

Numéro 3

LAMPES ET FERS A SOUDER

à l'électricité, au gaz, etc.,

des modèles faciles à construire, réunis par **par J. RAPHE**

Prix : 1,50 F

☆

Numéro 14

PETITS MOTEURS ÉLECTRIQUES

POUR COURANTS DE 2 A 110 VOLTS

Prix : 1,50 F

☆

Numéro 27

LA SOUDURE ÉLECTRIQUE

Description d'un poste à soudure fonctionnant par points et de 3 postes à arc

Prix : 1 F

Ajoutez pour frais d'envoi 0,10 F par brochure et adressez commande à « Système D », 43, rue de Dunkerque, Paris-10e, par versement à notre C.C.P. Paris 259-10, en utilisant la partie « Correspondance » de la formule du chèque.

Aucun envoi contre remboursement.

le RM-45 surplus idéal

pour réaliser un poste de trafic

à double changement de fréquence "à la 75-A"

Ce remarquable récepteur nous semble une occasion rare pour les amateurs d'ondes courtes désireux de réaliser un poste de trafic de grande classe.

L'appareil, de fort bonne apparence, se présente dans un coffret métallique de 64 cm de large, 27 cm de haut et 29 cm de profondeur. Des orifices de ventilation sont prévus avec des chicanes intérieures pour ne pas nuire au blindage.

Le dessus du coffret est muni de charnières à l'arrière et fait couvercle, ce qui permet de changer les lampes et d'effectuer certains réglages sans sortir le châssis. Le schéma de l'appareil que nous publions se trouve sous une feuille de matière plastique transparente, dans un cadre vissé à l'intérieur du couvercle.

Le châssis, solidaire du panneau avant, fait tiroir. Il suffit de dévisser les écrous aux quatre coins du panneau avant pour pouvoir le retirer du coffret en tirant vers soi à l'aide de deux grosses poignées. D'une excellente rigidité grâce à sa construction en tôle très épaisse, le châssis mesure 40 cm de large, 26,5 cm de profondeur et 10 cm de haut. Sur sa face verticale arrière se trouvent, d'un côté les prises antenne et terre (M) et de l'autre la prise multiple d'alimentation et de liaison au haut-parleur.

Toutes les autres commandes se trouvent sur le panneau avant mesurant 44 cm de large sur 27 cm de haut.

Le tout est recouvert d'une peinture craquelée d'un gris tirant à la fois sur le vert et sur le bleu. Une fois nettoyé, puis recouvert d'un vernis incolore très dilué, l'appareil a très belle apparence et ne déshonore aucun « shack » d'amateur.

Commençons l'examen du schéma par l'entrée HF. Nous voyons trois prises d'antenne permettant d'utiliser au mieux tous les types d'aériens. La prise « A », reliée à « A_1 » par le petit ajustable CV_1, est utilisée pour une antenne long fil.

Signalons au passage que tous les condensateurs ajustables de l'appareil sont du type à rondelle de céramique argentée.

Une antenne unifilaire relativement courte devra être connectée à la prise « A_1 ». Chaque fois qu'on utilise une antenne unifilaire, il faut relier la prise « A_2 » à la prise « M ». Par contre, si l'on se sert d'un doublet, cette connexion doit être omise et les deux arrivées du feeder doivent être reliées respectivement à « A_1 » et « A_2 ».

La première lampe (V_1) est une pentode à forte pente 1851, amplificatrice haute fréquence. Le montage de cet étage est assez original pour mériter quelques explications.

Entre l'antenne et la grille de commande, nous trouvons un présélecteur à deux circuits accordés par deux des cages du condensateur variable (T_1 et L_1), couplés capacitivement par l'ajustable CV_4. Par contre, la liaison entre la plaque de la 1851 et la grille de commande de la 6E8 mélangeuse (V_3) s'effectue par un transformateur à large bande passante (L_2) dont le primaire et le secondaire sont accordés une fois pour toutes et amortis par des résistances en parallèle.

Le changement de fréquence à oscillatrice séparée 6C5 (V_2) est classique. C'est le circuit plaque de l'oscillateur qui est accordé par la troisième cage du condensateur variable. L'emploi du transformateur de couplage HF à large bande passante (L_3) permet de n'employer qu'un condensateur variable à trois cages et évite en même temps les accrochages qui seraient à craindre avec une lampe aussi poussée que la 1851 si le circuit plaque n'était pas amorti.

Nous trouvons ensuite un amplificateur moyenne fréquence à deux étages, accordé sur 480 Kc, et à sélectivité variable, commandée par un commutateur à poussoirs « bande large » et « bande étroite » se trouvant en bas et à droite du panneau avant. Le couplage de deux des trois transfos MF est rendu variable par le procédé courant de mise en service d'un bobinage en série avec l'un des enroulements et fortement couplé à l'autre en position « bande large ».

La première MF (V_4) est une 6M7 et la seconde (V_5) une 6H8 dont l'une des diodes assure la détection et l'autre l'antifading diffère agissant sur les polarisations de la 1851, de la 6E8, de la 6M7 et de la 6H8. Un commutateur « tumbler » sur le panneau avant, marque « VCA » permet de couper l'antifading sur la position « hors » ou de le mettre en service sur la position « en ».

La sélectivité de l'appareil est comparable à celle des bons récepteurs de trafic à deux étages MF accordés sur une fréquence analogue.

Un « œil magique » 6AF7 (V_6), monté de façon normale, permet le réglage visuel et peut tenir lieu de S-mètre approximatif.

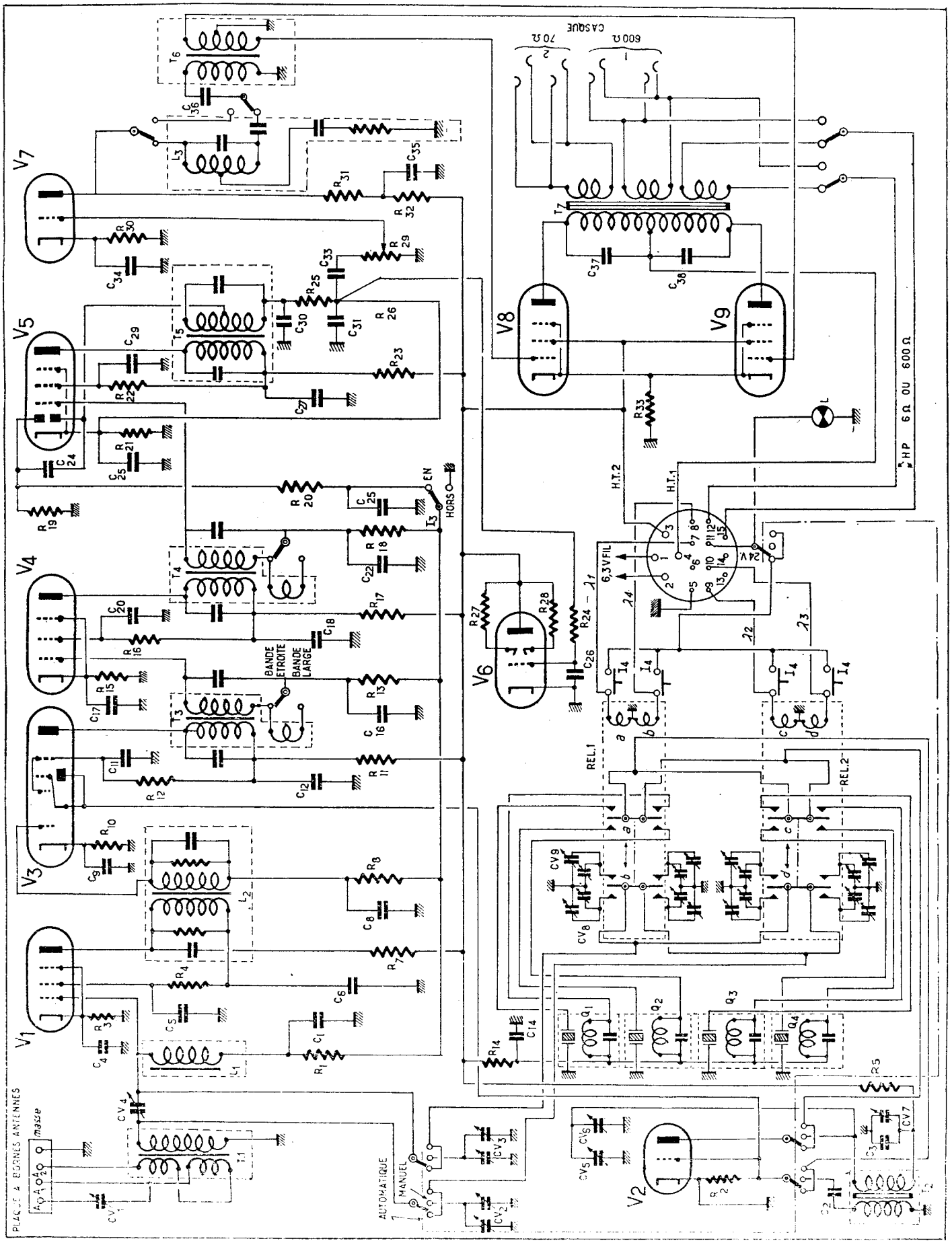
L'amplificateur basse fréquence de l'appareil, très soigné, vaut à lui seul le prix de l'ensemble. Une 6C5 (V_7) attaque par transformateur (T_6) un push-pull de 6M6 (V_8 et V_9). La 6M6 n'étant autre que la EL3 bien connue, pourvue d'un culot octal à même brochage que la 6V6, ce push peut faire du bruit et il doit être possible d'en tirer facilement une douzaine de watts modulés. L'utilité d'un tel amplificateur sur un poste de trafic est discutable mais ceux de nos lecteurs qui s'intéressent à l'émission ne manqueront pas d'en tirer parti pour moduler leur émetteur.

Un filtre basse fréquence à self à fer (L_3) est intercalé entre la plaque de V_7 et le transfo T_6 lorsque la commande de sélectivité est sur la position « bande étroite ». Ce filtre réduit radicalement la bande passante musicale au médium et évite le son de tonneau qui résulte toujours d'une sélectivité poussée.

Le transformateur de sortie (T_7), à prises multiples, alimente quatre jacks, prises de casque fixes sur le panneau avant : deux à basse impédance (70 Ω) et deux à haute impédance (600 Ω). Il possède également un enroulement à très basse impédance (6 Ω) destiné à alimenter la bobine mobile d'un haut-parleur. Une plaquette à deux barrettes se trouvant sur une séparation verticale à l'intérieur du châssis près du transfo T_7 permet de brancher la sortie HP (broches 12 et 15 de la prise multiple sur la paroi arrière du châssis) soit sur l'enroulement d'impédance 6 Ω, soit sur celui d'impédance 600 Ω, si l'on veut effectuer la liaison à distance par ligne. Il faut, bien entendu, dans ce cas, prévoir entre la ligne et la bobine mobile du HP un transfo abaisseur ramenant l'impédance 600 Ω à celle de la bobine mobile. A titre d'indication, dans l'appareil sur lequel ont porté nos essais, les barrettes se trouvaient sur la position 6 Ω.

L'alimentation de l'appareil peut être du type classique pour récepteur alternatif mais doit pouvoir permettre un débit important, tant pour le chauffage que pour la haute tension. L'enroulement de chauffage devra donner 6,3 V *sous* 5 *A*, la consommation totale des filaments étant de 4,65 A. Les deux sorties filaments seront reliées directement aux broches 1 et 2 de la prise multiple. Bien que cela ne soit pas indiqué sur le schéma et que les filaments des lampes soient alimentés par fils torsadés laissant supposer qu'aucune des extrémités n'est reliée à la masse, nous avons constaté sur notre appareil que la broche 2 était en court-circuit avec la masse. Peut-être est-ce accidentel.

Les plaques des 6M6 du push-pull final sont alimentées par une haute tension séparée (broche 4 de la prise multiple) probablement pour qu'elle puisse être poussée au-delà de 250 V afin de tirer le maximum d'amplification BF. Pour les premiers essais, on pourra relier la broche 4 à la broche 3 qui est l'arrivée de la haute tension pour le reste du poste et y appliquer 250 V. Dans ces conditions, le push-pull ne délivrera qu'une puissance modulée de 8 W environ, mais c'est bien suffisant pour les premiers essais et cela permet de réduire la consommation. Dans ces condition, un transfo d'alimentation pouvant débiter 250 V sous 120 millis est suffisant. Une valve 5Y3 peut faire l'affaire. Cependant, le push-pull fonctionnant en classe AB, les variations du courant plaque au rythme de la modulation seront importantes, aussi observera-t-on des fluctuations


CASQUE
600 Ω
70 Ω
HP 6Ω OU 600Ω
H.T.1
H.T.2
6,3 V FIL
24 V
EN
HORS
BANDE ETROITE
BANDE LARGE
REL.1
REL.2
MANUEL
AUTOMATIQUE
masse
PLAQUE A BORNES ANTENNES

de la haute tension, préjudiciables à la stabilité de l'oscillateur local si l'on n'emploie pas des selfs de filtrage très peu résistantes.

La meilleure solution consiste donc à ne pas relier la broche 4 à la broche 3 et d'utiliser deux petites alimentations avec transfos du type 280 V sous 65 millis et filtrage par self genre tous courants. L'une des alimentations 250 V aura son + HT relié à la broche 3 et l'autre son + HT allant à la broche 4. Le négatif des deux alimentations sera relié à la masse du récepteur.

La stabilité de l'appareil gagnera à l'utilisation de ce procédé, mais, attention ! Ne pas allumer l'une des alimentations sans l'autre car si les plaques des 6M6 sont alimentées par HT_1, les écrans de ces lampes le sont par HT_2. Si donc, on omettait de brancher HT_1, les écrans seraient quand même sous tension, rougiraient et les lampes seraient rapidement détériorées.

Les renseignements que nous venons de donner sont suffisants pour faire marcher le poste mais il ne faut pas oublier de mettre le commutateur « automatique distance », « manuel » et « automatique local » sur la position « manuel ». Ce commutateur se trouve en dessous et à droite du cadran.

Nous n'avons, en effet, examiné jusqu'ici que la partie normalement utilisable de l'appareil. Le récepteur était en outre prévu pour la réception de quatre fréquences fixes stabilisées par quartz. Quatre boutons poussoirs, se trouvant en haut et au centre du panneau avant, permettent, le commutateur étant sur l'une des deux positions « automatiques », d'actionner deux relais doubles remplaçant CV_2 et V_2 par l'un des quatre petits condensateurs variables doubles, à dispositif de blocage, accessibles au milieu du panneau avant, que l'on règle une fois pour toutes chacun sur l'une des fréquences fixes à recevoir. Les relais branchent également à la place du bobinage de l'oscillateur local l'un des quatre quartz (non fournis avec l'appareil) dans le circuit grille de la 6C5 oscillatrice et un circuit résonant dans son circuit plaque. L'oscillateur local devient ainsi un oscillateur à cristal TP-TG analogue à celui que nous avons employé pour notre capacimètre à quartz précédemment décrit.

Une tension continue de 24 V est nécessaire pour actionner les relais et doit être branchée entre la broche II de la prise multiple et la masse. Cette tension alimente également l'ampoule témoin éclairant le cadran. Si donc on ne se sert pas du dispositif automatique, cette ampoule devra être connectée au circuit chauffage 6,3 V en la remplaçant par un type de lampe cadran prévu pour cette tension.

La réception de fréquences fixes ne présentant guère d'intérêt pour l'amateur, on peut ignorer l'ensemble du dispositif.

Dès sa mise sous tension, l'appareil sur lequel ont porté nos essais a parfaitement fonctionné, la sensibilité, la sélectivité, la puissance et la musicalité étant remarquables.

On peut s'étonner dans ces conditions qu'un poste de cette classe soit vendu si bon marché.

Cela est dû, d'une part, au fait que l'appareil ne reçoit qu'une seule gamme de fréquences, de 2 100 à 3 130 Kc, sur laquelle il n'y a pas grand-chose à recevoir hormis les émissions de police, et, d'autre part, à ce que les amateurs ne semblent pas encore avoir bien compris les avantages du double changement de fréquences « à la 75-A ».

Ce procédé, ainsi appelé couramment parce qu'il a reçu une remarquable application commerciale dans le récepteur de trafic « Collins 75-A », consiste à faire précéder un superhétérodyne à simple changement de fréquence par un convertisseur (premier changement de fréquence) dont l'oscillateur local est fixe. La recherche des stations s'effectue sur le cadran du récepteur dont la gamme de réception tient lieu de moyenne fréquence variable.

Rappelons les conditions que doit remplir un récepteur pour permettre dans les meilleures conditions la réception des bandes ondes courtes derrière le convertisseur à oscillateur fixe.

Tout d'abord, il est préférable que la gamme de réception du récepteur servant de moyenne fréquence variable soit relativement déserte et qu'on n'y trouve pas d'émetteurs puissants qui seraient reçus intempestivement à travers le convertisseur.

Il faut aussi que cette gamme soit suffisamment élevée en fréquences pour éliminer les fréquences-images, mais pas trop cependant pour conserver une excellente stabilité de l'oscillateur local variable. L'étendue de la gamme moyenne fréquence variable ne doit également pas être trop large pour recevoir les bandes ondes courtes avec un étalement suffisant et aussi pour ne pas avoir à retoucher l'accord du circuit d'entrée du convertisseur.

Sur le 75-A, Collins a utilisé pour remplir ces conditions une première moyenne fréquence variant de 1 000 Kc, située, en longueurs d'ondes, immédiatement au-dessous de la gamme petites ondes. *Cette gamme est sensiblement la même que celle du RM-45.* (3 130 — 2 100 = 1 030 Kc). Son étendue correspond également à peu de choses près à celle de la gamme petites ondes. Aussi un convertisseur à oscillateur local fixe (de préférence à quartz, mais ce n'est pas obligatoire) permet-il en utilisant cet appareil de recevoir toutes les gammes ondes courtes ou longues avec le même étalement que la gamme PO.

Le fait que l'appareil ne reçoive pas grand chose en direct, loin d'être un inconvénient, est au contraire un énorme avantage puisqu'il évite les réceptions indésirables sur la moyenne fréquence.

La RM45 présente également l'avantage d'être câblé très aéré, à la française, ce qui laisse beaucoup de place disponible sur et sous le châssis pour y ajouter les accessoires qui lui manquent pour en faire un véritable récepteur de trafic. Son cadran, genre Wireless, à trotteuse, étalonné en mégacycles tous les 100 Kc, avec repères intermédiaires tous les 10 Kc, est excellent. Des essais de vérification d'étalonnage effectués par nous avec un fréquencemètre à quartz 100 Kc ont fait ressortir que l'écart entre la fréquence marquée et la fréquence reçue n'était que d'une dizaine de kilocycles aux extrémités de gammes. A ce propos, ne pas chercher à y remédier en agissant sur le noyau magnétique du bobinage oscillateur (accessible ainsi que ceux des bobinages présélecteurs et l'ajustage padding par l'échancrure de la paroi latérale du châssis). Les noyaux sont collés et l'on risque de tout démolir. Agir simplement sur le padding et, si cela ne suffit pas et si l'on est adroit, sur les lames extérieures du rotor du condensateur variable oscillateur. Cela ne s'impose cependant pas et les amateurs peu avertis ou mal équipés feront mieux de s'abstenir de toute retouche.

convertisseurs à quartz pour le RM-45 et R-61

Supposons qu'on veuille recevoir une émission de fréquence « FI » avec une moyenne fréquence donnée « MF ». La fréquence de l'oscillateur local devra être égale à la somme ou la différence de ces deux valeurs, cela, tout le monde le sait, mais la confusion commence lorsque au lieu d'une seule fréquence on veut en recevoir tout une gamme et que la moyenne fréquence est également variable.

Dans ce cas, la *première chose à faire est de déterminer l'étendue en fréquences de la moyenne fréquence variable.*

Dans le cas du RM45 couvrant une gamme de 3 130 à 2 100 Kc, cette étendue est de 3 130 — 2 100 = 1 030 Kc.

Comme à une variation de la MF correspond une variation identique de la fréquence reçue, on ne pourra pas recevoir avec cet appareil des gammes d'une étendue supérieure à 1 030 Kc.

Trois cas peuvent se présenter :

1° L'étendue de la gamme de fréquences que l'on veut recevoir est plus grande que celle de la MF variable. Dans ce cas, il faudra nécessairement la fractionner en sous-bandes et utiliser des quartz de fréquences différentes pour chacune d'elles.

2° Cette étendue est identique à celle de la MF. Il n'y aura alors que deux fréquences précises de quartz qui conviendront, l'une au-dessus, l'autre au-dessous de la bande MF.

3° Cette étendue est moins grande que celle de la MF. On a alors le choix entre de nombreuses fréquences de quartz. Pour les déterminer, on a recours aux deux règles suivantes :

a) *Faire la différence entre la fréquence la plus basse à recevoir et la fréquence la plus basse de la MF puis entre la fréquence la plus élevée à recevoir et la fréquence la plus élevée de la MF.*

Exemple. — On veut recevoir la gamme 80 mètres avec le RM45 en MF variable. Cette gamme va de 3 500 à 3 800 Kc, soit une étendue de 300 Kc, nettement inférieure aux 1 030 Kc que couvre le RM45.

On a :

3 500—2 100 = 1 400 et 3 800—3 130 = 670.

Donc tous les quartz de fréquence comprise entre 1 400 Kc et 670 Kc conviendront. Supposons qu'on prenne un caillou de 1 000 Kc, la fréquence reçue sera celle qui est lue sur le cadran du RM45, augmentée de 1 000 Kc, c'est-à-dire 3 500 pour 2 500, 3 600 pour 2 600, etc.

L'augmentation de la fréquence de réception suit celle de la moyenne fréquence. ce qui est fort pratique pour le repérage. Il se peut cependant qu'on ne possède pas de quartz dans les limites voulues. On a alors recours à la seconde règle.

b) *Ajouter à la fréquence la plus basse à recevoir la fréquence la plus élevée de la MF et ajouter à la fréquence la plus élevée à recevoir la fréquence la plus basse de la MF.*

Reprenons le cas de la bande 80 mètres.

On a :

3 500 + 3 130 = 6 630 et
3 800 + 2 100 = 5 900.

Il sera donc également possible de recevoir cette bande avec toutes les valeurs de quartz comprises entre 6 630 Kc et 5 900 Kc. Cependant, dans ce cas, *l'augmentation de la fréquence de réception correspondra à une diminution de la moyenne fréquence.* Le repérage sera moins facile, bien que le rendement soit exactement le même que dans le cas précédent.

De toutes les façons, il y a intérêt à prendre un quartz dont la fréquence se trouve sensiblement à moitié chemin entre les limites possibles, de façon à centrer la bande sur le milieu du cadran.

Le petit tableau suivant donne les fréquences d'oscillation possibles pour recevoir les autres bandes amateurs en ondes décamétriques avec le RM45.

Bandes	Fréquences d'oscillation comprises entre :	Fréquences fondamentales des quartz utilisables entre :
40 *mètres* 7 à 7,1 Mc	3 970 et 4 900 Kc ou 9 200 et 10 130 Kc	4 070 et 4 900 Kc 9 300 et 11 900 Kc
20 *mètres* 14 à 14,35 Mc	11 220 et 11 900 Kc ou 16 450 et 17 130 Kc	5 610 et 5 950 Kc (× 2) 8 225 et 8 565 Kc (× 2)
14 *mètres* 21 à 21,45 Mc	18 320 et 18 900 Kc 23 550 et 24 130 Kc	9 160 et 9 450 Kc (× 2) 6 017 et 6 300 Kc (× 3) 4 580 et 4 725 Kc (× 4) 11 775 et 12 065 Kc (× 2) 7 850 et 8 043 Kc (× 3) 5 880 et 6 032 Kc (× 4)

Pour la bande 10 mètres, de 28 000 à 29 700 Kc, les choses se compliquent. En effet, l'étendue de cette bande est supérieure à celle de la gamme de réception de RM45 (1 700 Kc au lieu de 1 030 Kc). Il faudra donc deux quartz pour la recevoir, complication largement compensée par le grand étalement de la bande et la précision des réglages. Nous ne pouvons faire figurer dans le tableau les multiples fréquences de quartz possibles, étant donné qu'elles dépendent de la façon dont on fractionne la bande.

La seconde colonne du tableau donne les fréquences sur lesquelles doit être accordé l'oscillateur local. Or, si pour la bande des 40 mètres il est facile de trouver des quartz de valeur voulue, il n'en est pas de même pour les autres bandes. On sera donc conduit à utiliser des harmoniques de la fondamentale du quartz. Ces valeurs fondamentales sont indiquées dans la troisième colonne, ainsi que la multiplication à opérer. Pour la bande des 10 mètres, une multiplication par quatre conviendrait.

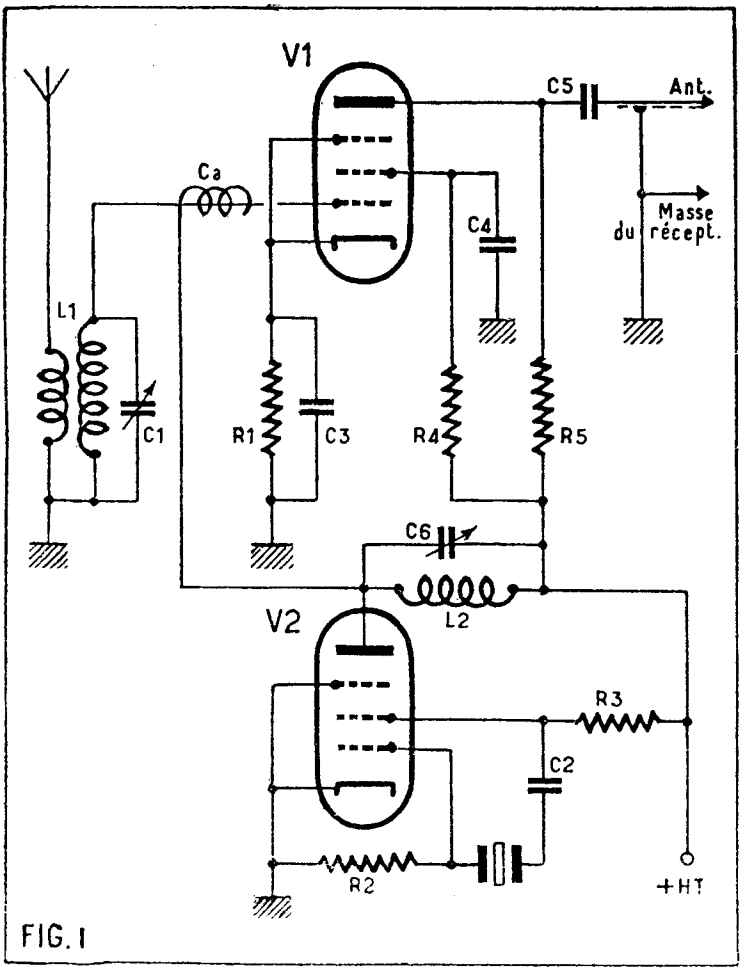


FIG. 1

Réception des bandes amateurs avec le R61

L'appareil comporte, rappelons-le, deux gammes :

1° De 2 500 à 5 000 Kc
(étendue : 2 500 Kc).

2° De 5 000 à 10 000 Kc)
(étendue : 5 000 Kc).

Cela nous donne au total une plage de réception de 10 000 — 2 500 = 7 500 Kc, soit plus de sept fois celle du RM45. De ce fait, les fréquences de quartz possibles pour la réception des diverses bandes se trouvent considérablement accrues, mais l'étalement est beaucoup moins grand qu'avec le RM45.

Calculons, comme nous l'avons fait pour le RM45, les fréquences des quartz permettant de recevoir les diverses bandes-amateurs en utilisant l'appareil en MF variable derrière convertisseur.

L'appareil reçoit normalement la bande des 80 mètres et celle des 40 mètres. *On peut cependant améliorer sérieusement la sensibilité en la recevant par double changement de fréquence en se servant de la gamme* 1 (2,5 à 5 *Mc) comme MF variable.*

En effectuant les calculs d'après la règle « A » précédemment exposée, on voit que dans ces conditions tous les quartz dont les fréquences sont comprises entre 2 100 et 4 500 Kc conviennent pour la bande 40 mètres.

Pour la bande 20 mètres, on aura, si l'on prend également la gamme 1 comme MF, le choix entre les quartz de fréquences comprises entre 9 000 et 11 500 Kc.

En prenant la gamme 2 comme MF, ces fréquences devront être comprises entre 4 350 et 9 000 Kc. Or, nous avons vu que pour la bande de 40 mètres elles doivent l'être entre 2 100 et 4 500 Kc. *En prenant un quartz de fréquence comprise entre* 4 350 *et* 4 500, *on pourra donc recevoir à la fois la bande* 40 *mètres et la bande* 20 *mètres,* et cela en utilisant la fondamentale du cristal sans aucune multiplication.

Pour la bande 14 mètres, les valeurs de quartz devront être comprises entre 11 450 et 16 000, en utilisant la gamme 2 comme MF. On arrive à trouver des quartz jusqu'aux environs de 12 000 Kc. Rien n'em-

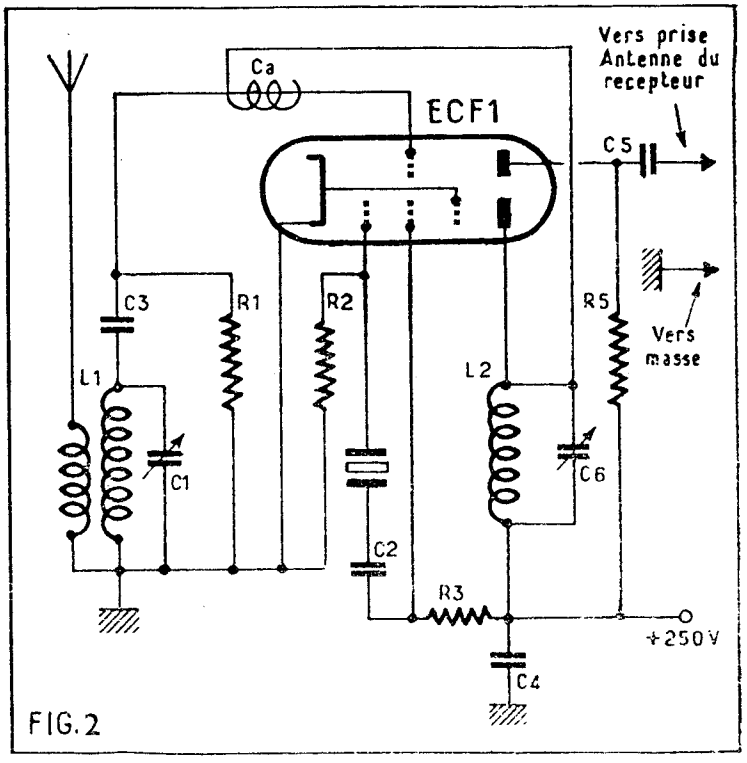


FIG. 2

pêche en leur absence d'opérer une multiplication par deux, ce qui donnera des fondamentales entre 5 525 et 8 000 Kc.

Pour la bande 10 mètres, enfin, toujours en se servant de la gamme 2 comme MF la multiplication sera indispensable. La fréquence d'oscillation doit en effet être comprise entre 19 700 et 23 000 Kc et il n'est pas question de trouver des quartz surplus de ces valeurs. En prenant l'harmonique 2 de la fondamentale, cette dernière doit être comprise entre 9 850 et 11 500 Kc et il est possible de trouver des cailloux adéquats.

Les figures 1 et 2 donnent deux schémas de convertisseurs à cristal fort simples, se prêtant parfaitement à l'emploi devant le RM45 ou le R61.

L'un comme l'autre utilisent l'oscillateur Pierce modifié, dans lequel l'écran de la lampe oscillatrice pentode joue le rôle de la plaque dans le montage Pierce classique à triode. Le circuit plaque L_2 C_6 est accordé sur l'harmonique de la fondamentale du quartz que l'on veut utiliser. Lorsqu'on n'a pas besoin d'opérer une multiplication de fréquence, ce circuit sera remplacé purement et simplement par une « self de choc », ou même une simple résistance de l'ordre de 10 000 Ω.

Dans les deux montages, l'injection de l'oscillation locale s'effectue sur la grille de commande de la modulatrice par une très faible capacité CA, constituée en torsadant le fil isolé venant de la plaque oscillatrice autour de la connexion grille.

Le schéma de la figure 1 utilise deux pentodes, de préférence à forte pente. V_1 doit être polarisée suffisamment pour que le tube travaille nettement en détection plaque, aussi donnera-t-on à R_1 la valeur la plus forte n'entraînant pas une baisse de rendement qui est d'ailleurs très élastique, pouvant généralement atteindre sans inconvénient 10 000 Ω.

Nous donnons ci-après les valeurs des résistances à employer avec une HT de 250 V. Si l'on utilise deux 6AG5 ou deux 6BA6 : R_1 = 4 000 Ω ; R_2 = 20 000 Ω ; R_3 = 50 000 Ω ; R_4 = 100 000 Ω ; R_5 = 10 000 Ω.

Pour les condensateurs, C_3 et C_4 seront des 10 000 pF et C_2 et C_5 des 1 000 pF, tous de type céramique ou mica.

Le convertisseur de la figure 2, qui a notre préférence, utilise une simple ECF1, vraiment excellente dans ce rôle. La partie triode est utilisée en modulatrice et la partie pentode en oscillatrice-multiplicatrice. La question de la polarisation de la partie triode a été très simplement résolue en mettant entre sa grille de commande et la masse une résistance de fuite R_1 de 5 MΩ, isolée du circuit accordé L_1 C_1 par un petit condensateur fixe C_3 de 50 pF. Les autres valeurs des éléments sont :

R_2 = 50 000 Ω ; R_3 = 60 000 A 100 000 Ω ; R_5 = 50 000 Ω ; C_2 = C_5 = 1 000 pF et C_4 = 10 000 pF.

Ce convertisseur a un souffle extrêmement réduit qui lui donne une excellente sensibilité utile.

Que l'on emploie l'un ou l'autre des deux schémas L_1 C_1 devra évidemment être accordé sur la bande à recevoir. Il n'y aura aucun inconvénient à prendre pour C_1 un CV de 490 pF de capacité maximum, car cela permettra de recevoir plusieurs bandes sans avoir à changer le bobinage, s'il est amovible, ou de le commuter. On pourra également prendre un tel CV genre radiodiffusion pour C_6, afin d'éviter des commutations de L_2.

Grâce à la capacité importante de C_1, un seul bobinage accord antenne permet de s'accorder sur les trois gammes des 10 mètres, 14 mètres et 20 mètres. Nous l'avons réalisé sur mandrin de 14 mm de diamètre, sans noyau. L'enroulement accordé comporte 8 spires de fil 8/10 émaillé. La longueur d'enroulement est de 12 mm.

La self d'antenne est bobinée sur le même mandrin à 2 environ de la précédente, côté froid, et comporte 5 spires de fil fin isolé soie.

Un autre bobinage permettant de recevoir les bandes des 40 et 80 mètres est de caractéristiques identiques, si ce n'est que l'enroulement accordé comporte 25 spires de 3/10 isolé soie et l'enroulement antenne 9 spires réalisées avec le même fil.

La self L_2 est faite de 7 spires jointives de 8/10 émail, également sur mandrin de 14 mm.

Un autre instrument très utile pour l'amateur

Il est bien connu que l'amateur de radio a, de tous temps, été avant tout un bobineur. Il est également évident qu'il est toujours plus facile de débobiner que de bobiner. Or, la grande majorité des amateurs, notamment ceux de surplus, possèdent dans leurs tiroirs des quantités de selfs de récupération de réalisation parfaite dont ils ne se servent pas, faute d'en connaître les caractéristiques.

L'oscillateur Armstrong, déjà utilisé pour réaliser un capacimètre, permet de réaliser sans difficulté un comparateur d'inductances rendant d'innombrables services dans un atelier d'amateur. Le schéma de la figure 3 en montre la constitution.

La lampe peut être une triode quelconque ou une pentode montée en pseudo-triode. Il y aura cependant intérêt à se servir d'un type à forte pente. « M » sera un milliampèremètre de 0 à 1 mA, qui n'a pas besoin d'être de précision, car on ne lui demandera que de donner des indications comparatives de déviation le son aiguille. « A », « B », « E » et « F » sont des bornes permettant de brancher des circuits oscillants dans le circuit grille et dans le circuit plaque. CV1 et CV2 sont les condensateurs variables indépendants

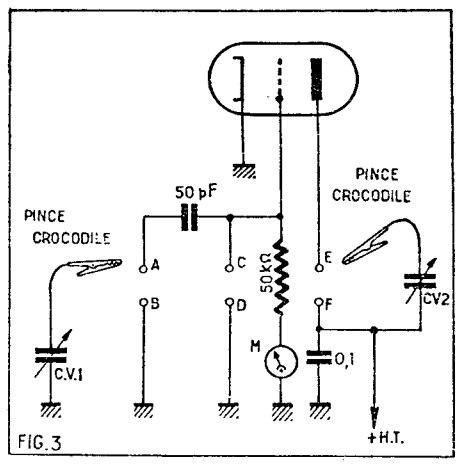


FIG. 3

ayant une assez importante variation de capacité, par exemple de vieux CV de 500 pF de l'époque héroïque ou des CV de récepteurs de radiodiffusion dont on n'utilisera qu'une cage. Chaque CV sera muni d'un cadran *que l'on étalonnera en capacités* à l'aide du capacimètre déjà décrit, ou simplement par comparaison avec des condensateurs de valeurs connues exactement. Bien que les démultiplicateurs ne s'imposent pas, il n'est pas mauvais d'en utiliser car ils empêcheront de perdre les réglages. La haute tension n'a rien de critique. Une centaine de volts suffisent amplement. Rien n'empêche, d'ailleurs d'alimenter la lampe en alternatif brut, comme nous l'avons indiqué pour le capacimètre déjà décrit.

Quelques exemples feront mieux que de longs discours comprendre l'utilisation et les possibilités de l'appareil.

Branchons en AB l'un des enroulements accordés d'un transformateur moyenne fréquence et en EF une bobine de caractéristiques inconnues semblant à vue d'œil pouvoir être accordée pour résonner sur la même fréquence. Relions la pince crocodile E' à la borne 0 et faisons varier la capacité de CV2. Première possibilité : pour un certain réglage de CV2, l'aiguille du milliampèremètre dévie, indiquant l'entrée en oscillation de la lampe, c'est-à-dire la résonance entre les circuits grille et plaque. Lisons la capacité de CV2 correspondant à ce réglage. Supposons qu'elle soit de 300 pF, alors que celle accordant le transfo MF servant d'étalon n'est que de 200 pF. Il faudra donc ajouter quelques spires à la bobine inconnue, jusqu'à ce qu'on trouve l'accord sur CV2 avec une capacité de 200 pF. A ce moment, l'inductance étalon et l'inductance inconnue seront pratiquement identiques.

Seconde possibilité : on ne trouve l'accord en aucun réglage de CV2. Il y a alors fort à parier que c'est parce que l'inductance inconnue est trop forte. Pour le vérifier, mettons CV2 au minimum de capacité et relions la pince crocodile A' à la borne A. En faisant varier la capacité de CV1, on doit trouver — si l'on n'a pas fait une erreur énorme d'appréciation — un réglage donnant l'accord. Il convient alors de retirer des spires à la bobine pour la ramener à la valeur voulue, jusqu'à ce qu'on trouve l'accord en éliminant CV1 et en portant la capacité de CV2 à celle accordant le circuit accordé étalon.

Grâce à ce procédé, nous avons pu réaliser d'excellents transformateurs MF 85 Kc pour Q fiver, en prenant comme étalon l'un des transfos rarissimes d'un BC 453.

Rien n'empêche de placer l'étalon dans le circuit plaque et la bobine inconnue dans le circuit grille. Cela est même recommandé lorsqu'on doit modifier le nombre de spires de cette dernière, car ainsi on ne risque pas de s'envoyer de la haute tension dans les doigts.

L'appareil est également très utile pour la réalisation des bobinages ondes courtes. Bien des amateurs possèdent des données glanées de-ci de-là dans des descriptions de montages ondes courtes, ou trouvées expérimentalement, pour réaliser des bobinages correspondant à telle ou telle bande OC. Le plus souvent, il s'agit de selfs constituées sur des mandrins de gros diamètre ne se prêtant pas à la miniaturisation actuelle, ou bien on voudrait utiliser des mandrins de diamètre différent et on se demande combien de spires doivent être ajoutées ou retranchées pour avoir la même inductance. Le petit oscillateur Armstrong permet d'arriver au résultat voulu, sans longs calculs fastidieux et généralement faux, selon la méthode précédemment exposée.

Autre cas : on a un bobinage donné qui, avec une certaine capacité en parallèle, résonne sur une fréquence choisie. On voudrait réaliser un circuit oscillant à large bande résonnant sur la même fréquence, sans condensateur en parallèle, l'accord étant obtenu uniquement par les capacités parasites et un noyau plongeur. La recette est alors de placer le circuit étalon dans le circuit plaque de la lampe et de mettre dans le circuit grille une self non shuntée par un condensateur comportant un nombre de spires nettement supérieur à ce qui doit être nécessaire, puis d'enlever progressivement des tours jusqu'à ce que la

(*suite page* 96)

retour sur le RM-45

Qu'offre le RM-45 ?

Tout d'abord, un montage très aéré, laissant à l'intérieur de son grand coffret métallique largement la place pour toutes les adjonctions et modifications que l'on peut désirer. *On peut d'ailleurs gagner encore une place considérable en supprimant tout le système d'accord automatique occupant le milieu de l'appareil, tant au-dessus qu'au-dessous du châssis.* C'est la première chose à faire lorsqu'on entend transformer ce récepteur.

Il offre ensuite un excellent ampli BF push-pull délivrant allègrement une douzaine de watts modulés. Il est vrai qu'une telle puissance ne s'impose pas sur un récepteur de trafic. Elle peut cependant être fort utile à l'occasion, par exemple pour moduler un petit émetteur. Conservons-le donc tel quel.

Vous avez encore les deux étages moyenne fréquence à sélectivité variable, accordés sur 480 kHz, qu'il est également recommandé de garder, quitte à adjoindre, si on le désire, un BFO et un limiteur de parasites. Les transfos MF 480 kHz s'accordent sans difficulté sur 472 kHz. On peut aussi les accorder sur la moyenne fréquence standard actuelle de 455 kHz en mettant un petit condensateur de 25 pF en parallèle sur chacun de leurs enroulements.

Sur la partie HF et changement de fréquence, par contre, de multiples transformations sont possibles.

Pour les utilisateurs ne s'intéressant qu'aux bandes ondes courtes réservées aux amateurs-émetteurs, la meilleure solution est celle-ci : conserver le RM-45 tel quel et l'utiliser en moyenne fréquence variable de 2 100 à 3 130 kHz derrière un convertisseur à oscillateur local fixe qu'il est aisé d'incorporer dans le coffret.

Le seul inconvénient de ce système de double changement de fréquence est que l'étendue de la variation de l'accord des circuits HF du RM-45 tenant alors lieu de première MF ne permet pas de couvrir sans commutation toute la bande des 10 m. D'aucuns estimeront également que le double changement de fréquence, dont la supériorité est incontestable au-dessous de 20 m, ne s'impose pas au-dessus. Rien ne les empêche de remplacer les bobinages de l'appareil par un bloc de selfs commutables, en gardant les condensateurs variables et l'excellent cadran démultiplicateur d'origine. Dans ce cas, l'étalonnage du cadran est, naturellement, à refaire, les indications d'origine ne représentant plus rien. Le plus simple est de coller sur le disque-cadran une feuille de papier sur laquelle on portera les nouvelles graduations. Il sera toujours loisible par la suite, avec l'étalonnage ainsi obtenu, de faire faire un travail d'allure plus professionnelle par un graveur.

Dès la parution de la description du RM-45, cette possibilité avait frappé de nombreux amateurs et nous avions reçu notamment de nombreuses lettres nous demandant s'il ne serait pas possible d'utiliser le bloc « Colonial 63 » sur cet appareil.

La chose méritait d'être essayée. En effet, l'un des principaux défauts de ce bloc est son encombrement — surtout en longueur — nécessitant un châssis de grandes dimensions. Or, Dieu sait s'il est difficile de trouver dans le commerce un châssis de la taille voulue qui soit suffisamment rigide. Et cette absence de rigidité, rendant les réglages instables, est l'une des causes des résultats décevants obtenus par nombre d'amateurs ayant voulu utiliser ce bloc qui, bien que peu pratique, n'est pas plus mauvais qu'un autre si on le monte correctement. Du fait de son changement de fréquence sur 455 kHz, il ne faut naturellement pas en attendre grand-chose au-dessous de 20 m, mais il peut donner d'excellents résultats sur les longueurs d'ondes supérieures.

Châssis et condensateurs variables du RM-45 conviennent parfaitement au « Colonial 63 », à la condition de supprimer sous le châssis les cloisonnements intérieurs (qui ne sont pas indispensables comme blindage) ainsi que le contacteur à galettes « Automatique-Local-Manuel ».

Avant de fixer le bloc à la place de ce contacteur, il est préférarble de décâbler toute l'ancienne partie HF, à l'exception des suports de lampes et des circuits de chauffage, afin de pouvoir ensuite refaire le montage avec des connexions aussi courtes que possible (autre condition du succès avec le Colonial 63). De la façon dont cela sera réalisé dépendra pour une large part le rendement de l'appareil.

L'un de nos correspondants, qui a eu la gentillesse de nous faire part de la façon dont il a effectué la transformation a monté la 6E8 à la place de l'ancienne oscillatrice 6C5 et a renoncé au changement de fréquence par deux lampes afin de pouvoir réduire au minimum les connexions. A la place qu'occupait primitivement la 6E8, il a monté une 6M7 en BFO.

Bien que les résultats obtenus avec le RM-45 ainsi transformé lui donnent pleinement satisfaction (après accord de l'ampli MF sur 455 kHz), nous pensons qu'il est dommage d'avoir supprimé le changement de fréquence par deux lampes et qu'il aurait été possible de le conserver en utilisant en oscillatrice une lampe miniature qu'il aurait été possible de caser près du bloc.

Dans l'espace laissé libre au-dessus du châssis par le retrait des quatre condensateurs variables doubles d'accord automatique, notre correspondant a logé un petit haut-parleur de contrôle. Cet espace pourrait également servir à incorporer une alimentation à l'appareil, ou à loger un ou plusieurs convertisseurs pour les gammes OTC ou VHHF que le bloc ne permet pas de recevoir. Ainsi que nous l'avons dit plus haut, il y a tant de place disponible que toutes les fantaisies sont permises.

Les quatre trous du panneau avant qui servaient au passage du contacteur à poussoirs peuvent, par exemple, recevoir des voyants lumineux, ou bien des interrupteurs séparés commandant l'alimentation, la coupure de la haute tension (stand-by), la mise en service du BFO et le branchement d'un haut-parleur extérieur.

En comparant le schéma de la figure 1 à celui de la partie HF du RM-45, paru dans notre n° 109, nos lecteurs pourront constater que l'adaptation du bloc Colonial 63 est extrêmement simple. En effet, sur la figure 1, les valeurs des résistances et condensateurs existant sur le montage d'origine et maintenus dans le nouveau montage ne sont pas mentionnées. Seules le sont celles des éléments à ajouter, soit deux résistances et trois condensateurs.

Vous remarquerez que, contrairement à ce qui existait sur le RM-45, la lampe HF et la CdF ne sont plus commandées par le CAV. Nous ne sommes en effet pas partisans de faire agir l'antifading sur les étages d'entrée d'un récepteur, surtout lorsque la lampe HF est à forte pente, comme la 1851. A ce sujet, le montage d'origine était une parfaite hérésie.

Il va de soi qu'avec une lampe aussi nerveuse il faut soigner tout particulièrement le câblage et réduire au minimum la longueur des connexions, sinon gare aux accrochages. Au cas où de tels accrochages ne pourraient être maîtrisés, ayez recours au système utilisé sur le RF-24 : intercalez de petites résistances au ras des électrodes sensibles de la 1851. Essayez d'abord au ras du téton de la grille de commande (cela doit en principe être suffisant) et, si nécessaire, au ras des broches de cathode, de grille-écran et de plaque.

Maintenant, rien n'empêche ceux de nos lecteurs, patients, adroits de leurs mains et disposant de loisirs suffisants, de se passer du bloc Colonial 63 et de réaliser eux-mêmes les bobinages. Le résultat d'une telle entreprise peut supporter la comparaison, parfois avantageusement, avec les réalisations commerciales. Il n'existe pas de problème d'alignement si l'on ne cherche pas à couvrir des gammes de fréquences trop étendues et se contente de couvrir uniquement une bande amateurs par gamme du contacteur.

Nous pensons répondre au désir d'un très grand nombre de nos lecteurs en donnant les caractéristiques des bobinages pour un tel bloc permettant de recevoir en cinq gammes les bandes des 80 m, 40 m, 20 m, 15 m et 10 m.

Les enroulements de notre bloc sont ceux de la figure 1 (c'est la raison pour laquelle nous avons numéroté chacun des

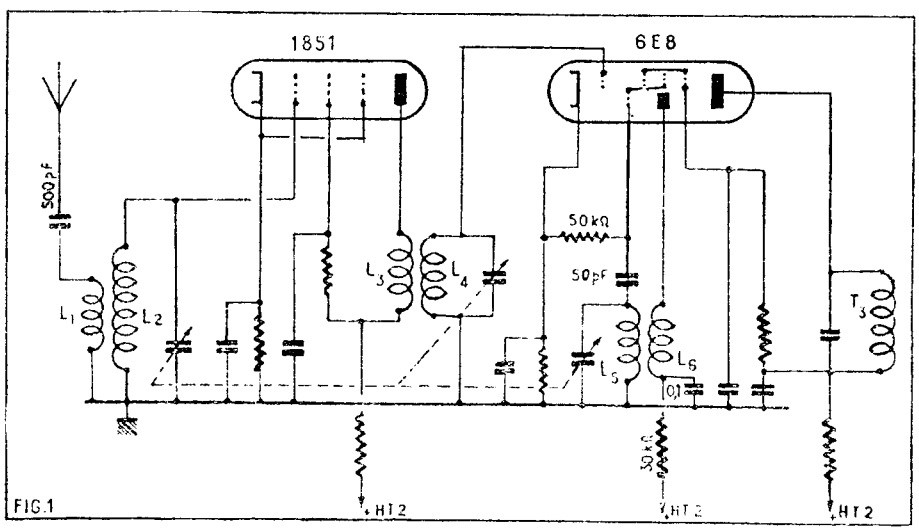


FIG.1

bobinages qui, dans le cas précédent, se trouvaient dans le bloc Colonial 63).

Comme il est difficile de trouver des galettes à cinq positions, nous en prendrons à six positions, quitte à avoir une position inutilisée. Comme il va nous falloir commuter les extrémités « chaudes » de L_1, L_2, L_3, L_4 et L_5, soit six circuits, et que chaque galette à six positions comporte deux circuits, cela représente trois galettes, de préférence du type stéatite.

Etant donné que chaque mandrin recevra deux enroulements, il nous en faudra trois par gamme, soit quinze pour les cinq gammes.

Comme mandrins, nous avons opté pour les Metox en trolitul, d'un diamètre de 14 mm, ni trop grand, ni trop petit. Six de ces mandrins seulement seront utilisés avec leurs noyaux magnétiques (pour les bandes des 86 et 40 m). Sur les autres bandes, en effet, les noyaux feraient plus de mal que de bien en diminuant le « Q » des bobinages. Rien n'empêche donc d'employer pour ces dernières gammes des mandrins de même diamètre en carton bakésisé ou en toute autre matière isolante.

Les galettes du contacteur seront séparées par des blindages verticaux entre lesquels pourront être fixées les bobines et les ajustables. Un petit ajustable de 50 pF devra en effet être monté en parallèle sur chacun des enroulements accordés (L_2, L_4, L_6). Des modèles à pression suffiront pour L_2 et L_4, mais pour L_6 il vaudra mieux avoir recours à des modèles plus précis, soit à air, soit à disque de stéatite argentée, car de leur qualité dépendra la stabilité du récepteur.

Le blindage entre les bobinages L_1, L_2, d'une part, et L_3, L_4, d'autre part, devra être particulièrement soigné. Celui entre L_3, L_4 et L_5, L_6 a moins d'importance.

La plus grande difficulté consiste à donner à l'ensemble du bloc (contacteur, blindages, bobinages et ajustables) une rigidité parfaite. Les mandrins Métox présentent à ce point de vue l'avantage de pouvoir se fixer par de simples petites vis sur des plaquettes de bois que l'on peut intercaler entre les blindages verticaux du contacteur. La réalisation des bobinages est facilitée par les collerettes de ces mandrins et par l'emploi d'une colle au trolitul que 'lon peut obtenir très simplement en faisant dissoudre des rognures de trolitul dans de la benzine. Ce vernis servira à coller les collerettes et ensuite à imprégner les bobinages.

Les enroulements L_1 et L_3, d'une part, et L_2 et L_4, d'autre part, seront identiques. L_1, L_3 et L_5 seront bobinés respectivement à la suite de L_2, de L_4 et de L_6, côté « froid », l'épaisseur d'une collerette séparant les deux enroulements d'un même mandrin.

Le diamètre du fil ainsi que la nature de son isolant ne présentent pas une très grande importante du moment que le même est utilisé pour tous les bobinages accordés d'une même gamme et que son diamètre permette de loger les deux enroulements par mandrin. Ceci dit pour rassurer les nombreux amateurs ne disposant pas d'autre appareil que le « pifomètre » pour déterminer le diamètre du fil de récupération qu'ils possèdent.

Tous les enroulements des gammes 80 et 40 m sont bobinés à spires jointives. Les bobinages accordés des autres gammes sont enroulés à spires espacées du diamètre du fil, les autres étant à spires jointives.

Bande des 80 m

L_1 et L_3 : 17 spires.
L_2 et L_4 : 47 spires (2/10 soie).
L_5 : 44 spires.
L_6 : 32 spires.

(*Suite p.* 111.)

LE R 107

super à huit tubes

Le « R-107 » de l'armée britannique mérite d'occuper une place de choix parmi les innombrables récepteurs des surplus. C'est le poste de trafic favori de nombreux amateurs-émetteurs (notamment des Belges, qui semblent particulièrement gâtés question surplus britanniques). De l'avis de ses utilisateurs, cet appareil, l'un des plus complets que l'on puisse trouver, est supérieur au « HRO » de « National », ce qui est encore une très belle référence.

En publiant l'analyse de ce récepteur de grande classe, *nous songeons particulièrement aux nombreux lecteurs qui nous demandent conseil pour la réalisation d'un poste de trafic* et que nous engageons à s'en inspirer.

Le R-107 est un superhétérodyne classique à huit tubes : une HF ; changement de fréquence à deux lampes ; deux étages MF ; BFO ; détectrice et deux BF. *La moyenne fréquence est accordée sur 465 kHz.*

L'appareil comporte trois gammes de réception :

1. De 17,5 MHz à 7 MHz (18 m à 45 m) ;
2. De 7,25 MHz à 2,9 MHz (42 m à 110 m) ;
3. De 3 MHz à 1,2 MHz (100 m à 250 m).

Il couvre donc sans trou la partie supérieure en fréquences de la gamme PO et toutes les fréquences au-delà jusqu'à 17,5 MHz, ce qui englobe les bandes amateurs des 60, 40 et 20 m. Le fait qu'il ne permette pas la réception en direct des bandes amateurs des 10 et 15 m n'est pas un vice rédhibitoire, car, ainsi que nous avons déjà eu l'occasion de l'expliquer, un convertisseur, même très simple, branché à l'entrée du récepteur donne des résultats bien meilleurs qu'avec un simple changement de fréquence sur les longueurs d'ondes inférieures à 20 m. Le double changement de fréquence ainsi effectué est avantageux du point de vue de la sensibilité, de la réduction du souffle et de la réjection des fréquences-images.

La seule chose qui manque sur le R-107 pour qu'il soit un appareil de trafic moderne est un « S-mètre », mais en monter un est extrêmement facile, car il existe sur le panneau avant de l'appareil un support de montre (pour avoir l'heure !) qui ne demande qu'à recevoir un milliampèremètre. A part cela, tous les raffinements souhaitables se trouvent sur le récepteur : prises pour antenne unifilaire ou antenne dipôle, trimmer d'accord d'antenne, filtre de bande HF, commande de la sensibilité HF et MF, deux positions de sélectivité MF, possibilité de réception avec ou sans antifading, commande de la note du BFO, filtre de bande BF, limiteur de parasites, sortie sur haut-parleur, sur casque ou sur ligne 600 Ω, relais de « break-in » et moniteur de l'émission.

Mais la caractéristique la plus attrayante de l'appareil est sa double alimentation incorporée permettant de le faire fonctionner indifféremment sur secteur ou sur accumulateur de 12 V. Ce récepteur était en effet prévu pour utilisations multiples, soit en poste fixe, soit sur des véhicules, en conjonction avec les émetteurs britanniques n°s 12, 12 HP, 33 ou 53, ou américains RCA : ET 4332B et BC-610

L'appareil est logé dans un coffret métallique de 600 mm de long sur 325 de haut et 430 de profondeur. Un petit haut-parleur est incorporé à la partie supérieure gauche de son panneau avant. Il forme donc un tout compact. Un couvercle se visse sur le panneau avant pour le protéger dans les transports. Lors de l'utilisation, on le visse sur le panneau arrière.

En dehors de la valve 6X5, l'appareil n'utilise que deux types de lampes : quatre ARP34 et quatre AR21.

Précisons tout de suite que la ARP34, pentode HF à pente variable, n'est autre que la EF39 qui, elle-même, n'est autre que la classique EF9, mais à culot octal, le brochage étant le même que pour la 6K7.

Ces lampes étant à chauffage 6,3 V sont montées en série deux par deux, le chauffage de l'appareil étant effectué sous 12 V. C'est pourquoi, si on remplace une lampe type « européen » par une lampe équivalente type « américain », il faut veiller à ce que celle qui est en série avec elle soit du même type car, alors que les lampes européennes ont une consommation de 200 millis, celle des américaines est de 300 millis. Si l'on met une lampe américaine en série avec une européenne, il importe de shunter le filament de cette dernière par une résistance de 60 Ω. De toute façon, la substitution de lampes américaines à des européennes n'est pas souhaitable si l'on veut utiliser l'appareil sur batterie, car elle accroît inutilement la consommation.

La consommation de l'appareil est de 31 W sur secteur et de 36 W sur accumulateur (12 V × 3 A).

La réalisation mécanique de l'appareil n'est pas moins intéressante que sa conception électrique. En effet, le récepteur est monté sur trois châssis disposés côte à côte : l'un pour la partie HF et changement de fréquence, l'autre pour la section MF, détection, BF et BFO, et le troisième pour les alimentations et le HP. Chaque châssis porte sur sa face arrière une plaquette relais (deux pour le châssis central) servant à effectuer son raccordement au châssis voisin. Les prises de ces plaquettes relais sont numérotées de 1 à 12 (mais toutes ne sont pas utilisées). Nous avons donc séparé en trois parties, chacune correspondant à un châssis, le schéma d'ensemble de l'appareil et les prises numérotées figurant à droite ou à gauche de ces schémas correspondent aux numéros des prises de raccordement. Il existe une seule dérogation à cette règle : la plaque de la modulatrice est reliée directement au premier transfo MF sans passer par les plaquettes relais (prises X et Y).

Le bloc HF

Situé à droite du récepteur, la figure 1 en donne le schéma de principe.

L'utilisation de deux types d'antenne est prévue sur l'appareil. Une prise de feeder d'impédance de 75 Ω permet d'utiliser un dipôle. Dans ce cas, le couplage à la grille de la haute fréquence s'effectue par transformateur. On peut aussi employer une antenne unifilaire grâce à une prise sur le circuit d'accord HF. Dans les deux cas, un petit condensateur « Aerial Trimmer » permet de fignoler l'accord.

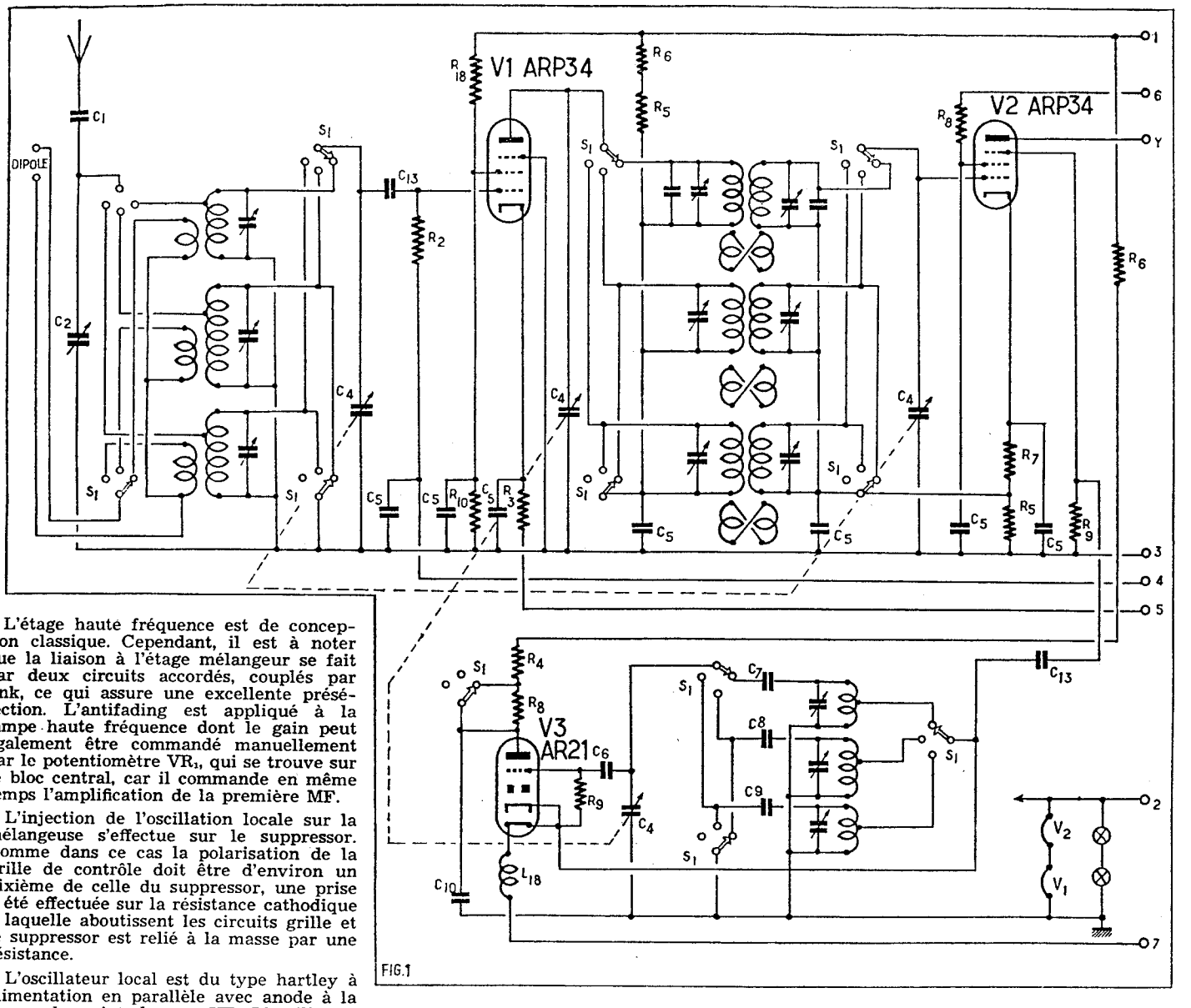


FIG.1

L'étage haute fréquence est de conception classique. Cependant, il est à noter que la liaison à l'étage mélangeur se fait par deux circuits accordés, couplés par link, ce qui assure une excellente présélection. L'antifading est appliqué à la lampe haute fréquence dont le gain peut également être commandé manuellement par le potentiomètre VR_3, qui se trouve sur le bloc central, car il commande en même temps l'amplification de la première MF.

L'injection de l'oscillation locale sur la mélangeuse s'effectue sur le suppressor. Comme dans ce cas la polarisation de la grille de contrôle doit être d'environ un dixième de celle du suppressor, une prise a été effectuée sur la résistance cathodique à laquelle aboutissent les circuits grille et le suppressor est relié à la masse par une résistance.

L'oscillateur local est du type hartley à alimentation en parallèle avec anode à la masse du point de vue HF. L'oscillation est transmise de la cathode de cette lampe au suppressor de la mélangeuse. Le filament est réuni à la cathode de l'oscillatrice pour empêcher que la capacité filament-cathode n'agisse sur le circuit accordé et n'occasionne une dérive à l'échauffement. Une self d'arrêt (L_{18}) de 730 µF empêche la haute fréquence d'atteindre les autres lampes par le circuit de chauffage. Les plaques diodes de la lampe oscillatrice ne sont pas utilisées.

Chacun des enroulements à accord variable par le CV à quatre cages (de 300 pF chacune), C_4, est shunté par un petit condensateur ajustable de 25 pF. Sur la gamme I les deux enroulements accordés du filtre de bande HF sont en outre shuntés chacun par un petit condensateur fixe de 10 pF.

A titre indicatif, les valeurs des selfs accordées sont les suivantes :

	Self accord Antenne	Self plaque HF	Self grille Modulatrice	Self Oscillatrice
Gamme 1	1,6 µH	1,6 µH	1,6 µH	1,5 µH
Gamme 2	10,2 µH	10,2 µH	10,2 µH	8,4 µH
Gamme 3	60,4 µH	60,4 µH	60,4 µH	40,5 µH

Valeurs des autres éléments du bloc HF :

C_1 : 20 pF
C_2 : 50 pF variable
C_4 : 4 × 300 pF variable
C_5 : 0.05 µF
C_6 : 0.8 pF
C_7 : 5 000 pF (padding gamme 1)
C_8 : 1 630 pF (padding gamme 2)
C_9 : 750 pF (padding gamme 3)
C_{10} : 10 000 pF
C_{13} : 200 pF
S_1 : contacteur de gammes à galettes
R_2 : 222 kΩ — R_7 : 400 Ω
R_3 : 300 kΩ — R_8 : 80 kΩ
R_4 : 25 kΩ — R_9 : 47 kΩ
R_5 : 5 kΩ — R_{10} : 20 kΩ
R_6 : 3 kΩ — R_{18} : 25 kΩ (1 W)

(Tous les éléments de même valeur portent la même désignation. C'est ainsi, par exemple, que l'on trouve sur le bloc sept condensateurs C_5.)

Il existe une version tropicalisée du R-107, le R-107 T, qui est identique, si ce n'est que, par suite des modifications des capacités parasites entraînées par la tropicalisation, le padding de la gamme 2 (C_8) fait 1 700 pF au lieu de 1 630 pF.

Le bloc MF, BFO, détection et BF

Situé au centre de l'appareil, la figure 2 en donne le schéma. L'ampli moyenne fréquence sur 465 kHz comporte deux étages, équipés chacun d'une pentode ARP34. Deux transformateurs en cascade entre la première et la seconde moyenne fréquence contribuent à donner à l'appareil une excellente sélectivité. Les trois premiers transformateurs MF sont à sélectivité variable obtenue par un dispositif capacitif. Le commutateur S_2 permet de choisir une bande passante étroite ou large. Cette bande passante, pour une atténuation de 6 db, est de 2.5 kHz en position « étroite » (narrow) et de 6.8 kHz en position « large » (wide).

L'une des diodes de la double diode — triode V_6 (AR21) — assure la détection de façon tout à fait classique. L'antifading

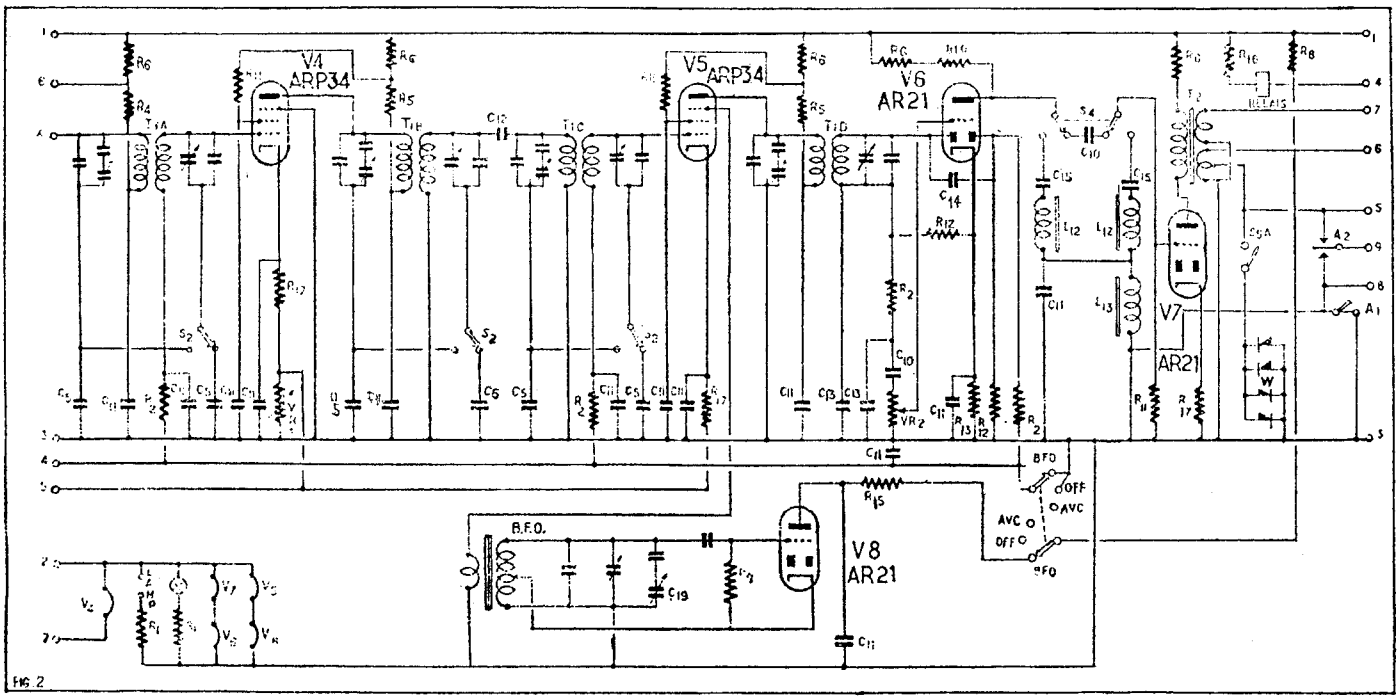


FIG. 2

retardé est obtenu par la chute de tension dans la résistance de polarisation de la lampe (R_{13}). Le commutateur S_3 permet la réception de la téléphonie avec ou sans antifading. Sur sa troisième position, il met en service le BFO, pour la réception de la télégraphie non modulée, et supprime l'antifading.

La partie triode de V_6 sert de préamplificatrice BF. Le commutateur S_4 permet de faire la liaison entre cette lampe et V_7, soit directement par le condensateur C_{10}, soit à travers un filtre BF donnant une bande passante d'environ 300 cycles, centrée vers 900 cycles. Ce filtre sert à réduire les interférences en réception télégraphique.

D'aucuns ne manqueront pas de s'étonner de voir la partie triode d'une AR21 (EBC3) servir de lampe de puissance BF actionnant un haut-parleur. C'est pourtant là l'une des particularités intéressantes de l'appareil. L'amateur a trop tendance à considérer qu'il existe une différence fondamentale entre les lampes HF et les lampes BF. Or, la plupart des lampes HF, qu'il s'agisse de triodes ou de pentodes, se comportent fort honorablement utilisées en lampes finales BF. Evidemment, elles ne peuvent pas délivrer une puissance comparable à celle des tubes spécialement conçus pour la BF, mais elles présentent sur ces derniers l'avantage d'être infiniment moins gourmandes en précieux courant haute tension, ce qui, dans le cas d'un appareil pouvant fonctionner sur batterie, est très important. D'ailleurs, pour l'écoute du trafic en haut-parleur confortable, on n'utilise jamais une puissance modulée atteignant le watt. Avez-vous fait l'expérience de remplacer sur un récepteur une 6V6 ou 6F6 par une simple 6C5 ? Les brochages des lampes étant identiques, c'est une expérience facile à faire puisqu'il n'y a qu'à interchanger les lampes. Le résultat est surprenant : à puissance normale, la différence est à peu près imperceptible malgré la baisse considérable de consommation de l'appareil. L'exemple du FUG-16 est d'ailleurs édifiant. Ainsi que nous l'avons vu dans un précédent article, ce récepteur n'utilise en BF qu'une seule RV12P2000, lampe HF à consommation très réduite. Or, cette unique lampe, sans préamplification BF, délivre au haut-parleur une puissance auditive incroyable, au point qu'on ne sait comment la brider lorsque démarre une station voisine. Des résultats tout à fait intéressants en BF de puissance sont particulièrement obtenus avec les pentodes HF à forte pente, genre 6AC7 ou VR65 (anglaise). Nous ne saurions trop engager nos lecteurs ayant dans leurs fonds de tiroirs de telles lampes en provenance de surplus, à en faire l'essai dans cette fonction imprévue. Ils seront agréablement surpris.

Mais revenons-en à V_7. Dans son circuit plaque se trouve le transformateur de sortie T_3 qui possède deux enroulements secondaires. L'un de ces enroulements est relié au haut-parleur monté sur le panneau avant, ainsi qu'aux deux jacks prise de casques J_2, par l'intermédiaire du potentiomètre VR_2 qui permet de doser la puissance parvenant aux écouteurs sans modifier celle que reçoit le haut-parleur. L'autre enroulement alimente le jack de sortie sur ligne 600 Ω J_1 ainsi que le limiteur de parasites W constitué par de simples redresseurs à cristal montés en opposition.

Le BFO (V_8 : AR21) est un oscillateur ECO sur 465 kHz indirectement couplé au suppressor de la seconde lampe MF. Le petit condensateur variable C_{19}, commandé du panneau avant, permet de faire varier la note télégraphique. Le réglage est effectué de façon que la fréquence de battement soit exactement de 465 kHz lorsque C_{19} est à mi-course. La mise en service de l'oscillateur de battement est assurée par le commutateur S_3 dont l'un des contacts envoie la haute tension dans le circuit plaque de V_8 en position « BFO ».

L'enroulement d'excitation du relais de break-in (résistance 2 000 Ω) se trouve relié, d'une part, à la haute tension par la résistance R_{16} et, d'autre part, à l'une des bornes de la prise à trois contacts marquée « muting and sidetone » se trouvant à l'extrémité gauche du panneau avant par la résistance R_1. Ces trois contacts assurent le couplage du récepteur à l'émetteur. Lorsque ce dernier entre en action, le relais émission-réception qui lui est incorporé a pour effet de mettre à la masse l'extrémité de l'enroulement d'excitation du relais reliée à la prise. La haute tension du récepteur traverse alors cet enroulemnt. Le contact A/11 du relais met alors à la masse la grille de commande de V_7, ce qui rend le récepteur muet (muting). D'autre part, si l'interrupteur S_5 est fermé, le contact A/2 du relais relie les casques au « moniteur » se trouvant dans l'émetteur, ce qui permet à l'opérateur d'écouter les signaux télégraphiques émis par sa station (sidetone). Le relais a été conçu de façon telle que son délai de rupture soit assez long (1/4 de seconde).

Valeurs des éléments du bloc central :

C_5 : 0,5 µF
C_{10} : 0,01 µF
C_{11} : 0,1 µF
C_{12} : 2,2 pF
C_{13} : 200 pF
C_{14} : 100 pF
C_{15} : 5 000 pF
L_{12} : 5,7 Hz
R_1 : 100 Ω
R_2 : 222 kΩ
R_4 : 25 kΩ
R_5 : 5 kΩ
R_6 : 3 kΩ
R_9 : 47 kΩ
R_{10} : 20 kΩ
R_{11} : 100 kΩ
L_{13} : 0,29 Hz
R_{12} : 470 kΩ
R_{13} : 1 000 Ω
R_{15} : 30 kΩ
R_{16} : 15hkΩ
R_{17} : 500 kΩ
VR_1 : potentiomètre 4 000 Ω
VR_2 : potentiomètre volume contrôle 500 kΩ

Le bloc alimentation

Son schéma (fig. 3) est assez explicite pour nous dispenser de longs commentaires à son sujet. Le commutateur S_7, permettant de choisir entre l'alimentation sur secteur alternatif ou sur accumulateur de 12 V, se trouve à l'arrière du châssis. Remarquez cependant, et ceci est capital, que lorsqu'on veut faire fonctionner l'appareil sur secteur alternatif, il faut non seulement mettre le commutateur sur la position convenable, mais aussi mettre le vibreur hors circuit, sinon ce dernier est irrémédiablement endommagé. Les prises de raccordement au secteur alternatif (AC) ou à la batterie (DC) se trouvent sur le

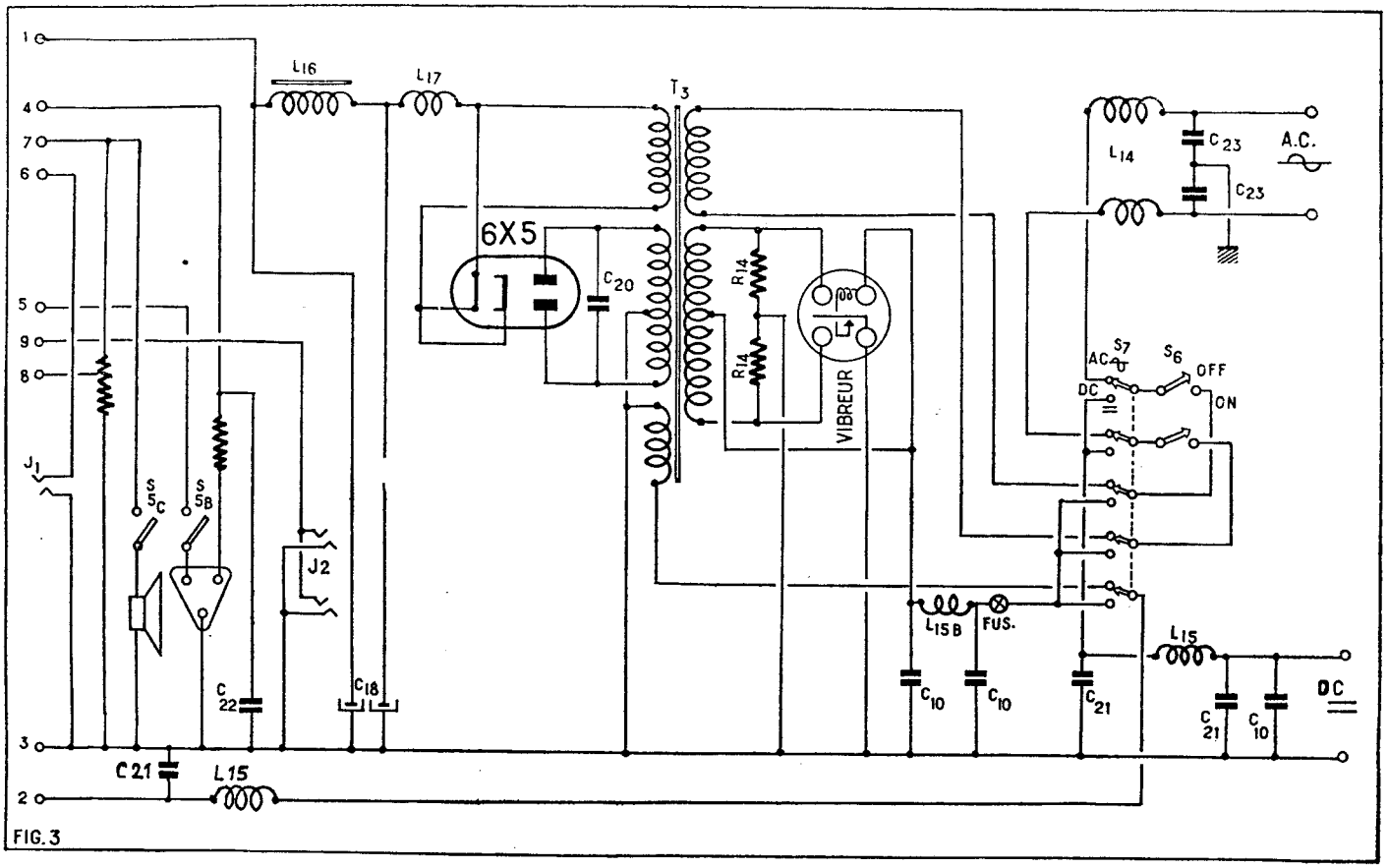


FIG. 3

panneau avant. Sur alternatif, des prises prévues sur le transformateur T_3 permettent d'utiliser des tensions de secteur de 100, 110, 120, 150, 160, 170, 200 ou 250 V. Un filtre HF composé des selfs L_{14} et des condensateurs C_{23} a pour objet d'empêcher l'entrée des interférences susceptibles d'être amenées par le secteur. Un enroulement secondaire de T_3 délivre le 12 V pour l'alimentation des filaments des lampes du récepteur, tandis qu'un secondaire à prise médiane applique le courant haute tension aux plaques de la redresseuse 6X5, de façon tout à fait classique. Une self de préfiltrage, L_{17}, de 1,5 MHz, est utilisée avant le filtre normal composé de L_{16} (2 Hz × 50 mA) et des électrochimiques C_{18}. Remarquez que le chauffage filament de la valve 6X5 est assuré par un secondaire 6 V de T_3, et cela, même lorsque l'alimentation se fait sur accumulateur et que la cathode de la valve est reliée à l'une des extrémités du filament.

Sur continu, la tension de l'accumulateur est reliée au circuit filaments des lampes en même temps qu'au vibreur synchrone 12 V attaquant un primaire spécial du transfo. La self L_{17} a pour principal objet d'empêcher la HF indésirable émise par le vibreur de parvenir au circuit haute tension. Le vibreur utilisé est, suivant les appareils un « Vibrator n° 5 » ou un « Vibrator n° 4 ».

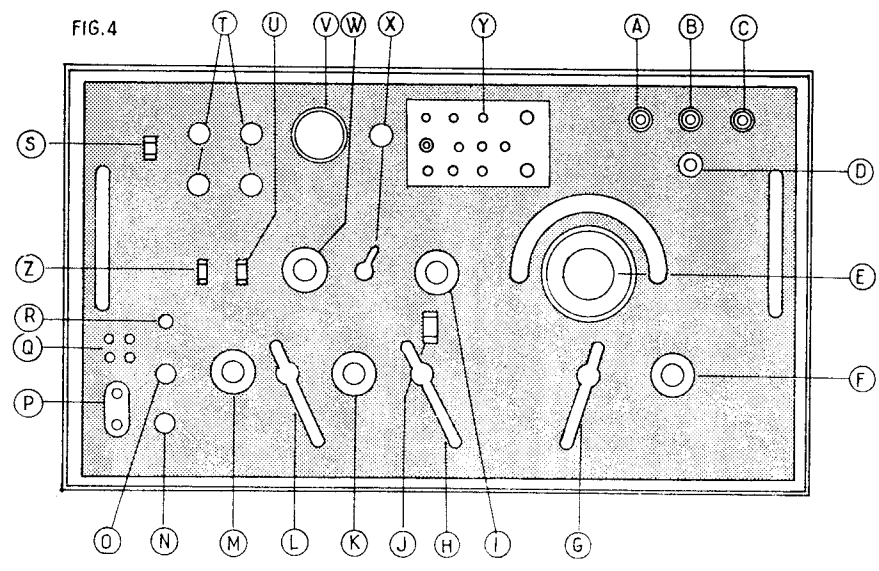
Valeurs des éléments du bloc alimentation :

C_{10} : 10 000 pF
C_{18} : 8 µF
C_{20} : 10 000 pF
C_{21} : 1 µF
C_{23} : 4 µF
C_{28} : 1 000 pF
R_1 : 100 ω
R_{14} : 150 ω
VR_2 : potentiomètre 500 ω
L_{14} : 700 pH
L_{15} : 100 pH
L_{16} : 20 pH
L_{17} : 1,5 pH

Le panneau avant du récepteur (fig. 4) est particulièrement encombré. Les commandes s'y trouvant sont les suivantes :

A. — *Open Aerial :* prise d'antenne unifilaire.
B, C. — *Dipole Feeder :* prises de feede. 75 Ω d'antenne dipole.
D. — *Earth :* terre.
E. — Cadran démultiplicateur des condensateurs variables C_4.
F. — *Aerial Trimmer :* Trimmer d'antenne.
G. — *Range* 1, 2, 3 : commutateur de gammes (S_1).
H. — *IF Narrow Wide :* commutateur de bandes passantes MF (S_2).
I. — *Audio Gain :* volume contrôle BF (VR_2).
J. — *Limiter On-Off :* interrupteur du limiteur de parasites (S_5A).
K. — *RF Gain :* potentiomètre de gain HF (VR_1).
L. — *Audio Filter On-Off :* interrupteur du filtre BF (S_4).
M. — *Telephone Output :* volume contrôle des casques (VR_3).
N, O. — *Phones :* jacks prises de casques (J_2).
P. — *AC :* prises de raccordement au secteur alternatif.
Q. — *DC :* prises de raccordement à l'accumulateur.
R. — *Line :* jack sortie sur ligne 600 Ω.
S. — *LS On-Off :* interrupteur du haut-parleur (S_5C).

FIG. 4



T. — *LS* : haut-parleur.
U. — *Power On-Off* : interrupteur de l'alimentation (S_9).
V. — *Holder Watch* : support de montre.
W. — *BFO* : condensateur de réglage de la note du BFO (C_{10}).
X. — *BFO, OFF, AVC* : contacteur permettant au choix la réception avec antifading (AVC), sans antifading (OFF) ou avec BFO et sans antifading (BFO).
Z. — *Sidetone On-Off* : interrupteur du moniteur (S_5B). Immédiatement à gauche de cet interrupteur se trouve la prise à trois contacts *Muting ang Sidetone*, de raccordement à l'émetteur.
Y. — Est enfin une plaquette à prises multiples servant à vérifier le bon fonctionnement de l'appareil. Si ce dernier est correct, les tensions suivantes doivent être relevées entre la prise marquée « + » et les diverses autres. En court-circuitant la prise antenne au châssis et en poussant le gain HF au maximum) :
a) Vérification de la lampe HF. On doit relever 15 V entre « + » et « 1A ».
b) Vérification de la première MF, il faut 16,5 V entre « + » et « 1C ».
c) Vérification de la seconde MF. Egalement 16,5 V entre « + » et « 1D ».
d) Vérification de la modulatrice. On doit trouver 11,5 V entre « + » et « 1B ».
e) Vérification de l'oscillatrice. On doit lire 11 V sur la gamme 1 et 5 V sur les gammes 2 et 3, entre « + » et « 2A ».
f) Vérification de la lampe BFO. La lecture doit être de 9,5 V, le BFO en service, et de 0 V autrement, entre « + » et « 2A ».
g) Vérification de la première BF. Entre « + » et « 2B », on doit trouver 9,5 V.
h) Vérification de la lampe finale. 20 V doivent être trouvés entre « + » et « 2B' ».
Deux douilles de lampes cadran se trouvant également sur la plaquette permettent de constater si le chauffage est normal.

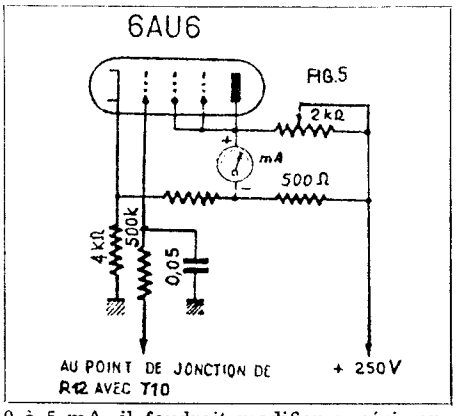
La description qui précède ne serait pas complète si nous ne signalons pas qu'en plus du récepteur et de l'émetteur qui lui était associé se trouvait une boîte relais « Relay Unit n° 1 » qui servait à mettre à la masse les trois prises d'antenne lorsque l'émetteur était en fonctionnement, afin de protéger les étages HF du récepteur contre les dommages qu'aurait pu leur apporter une arrivée de courant haute fréquence trop intense provenant de l'émetteur voisin.

Modifications à apporter au récepteur

Tel quel, le récepteur R-107 est déjà excellent. Sa sensibilité est de 2 à 6 µV pour un rapport signal/souffle de 20 décibels. Le récepteur n'a besoin que d'un S-mètre pour être un récepteur de trafic digne de ce nom. La réalisation d'un tel appareil de mesures est extrêmement simple. La figure 5 donne le schéma d'un S-mètre monté sur son R 107 par l'un de nos lecteurs qui nous l'a aimablement communiqué. La lampe utilisée est une 6AU6 montée en triode, mais la plupart des pentodes ou triodes donneraient des résultats équivalents. Comme le chauffage est effectué sous 12 V, une 12AU6 serait préférable car elle éviterait de devoir intercaler dans le circuit de chauffage de la lampe une résistance chutrice.

Le milliampèremètre, de 0 à 1 mA, a sa sortie « + » reliée, d'une part à la plaque de la lampe, d'autre part à la haute tension à travers une résistance variable de 2 000 Ω. Sa sortie « — » va, d'une part à la cathode, par une résistance de 150 000 Ω et, d'autre part, à la haute tension par une résistance de 500 W.

Une résistance de polarisation par la cathode de 4 000 Ω est utilisée pour réduire le courant plaque à la valeur convenable. Avec une lampe différente, ou un milli de moindre sensibilité, par exemple un



0 à 5 mA, il faudrait modifier expérimentalement la valeur de cette résistance. La grille de commande est découplée à la masse par un condensateur de 0,05 µF et reliée par une résistance de 500 k au point de jonction du secondaire du dernier transfo MF et de la résistance de détection R_{18}.

Certains possesseurs de R-107 ont également voulu doter l'appareil d'un dispositif d'étalement des bandes amateurs. Le système le plus simple consiste à intercaler entre chaque stator du CV à 4 cages et les connexions y aboutissant un petit condensateur fixe de 50 pF. On obtient ainsi un étalement de la bande 40 m sur 5 cm de cadran et de la bande 20 m sur 10 cm. Seulement, il n'est plus possible dans ces conditions de recevoir la bande 80 m. Rien n'empêche évidemment de prévoir un contacteur court-circuitant à volonté chacun des quatre petits condensateurs de 50 pF. Cependant, ce système a l'inconvénient de détruire l'étalonnage de l'appareil. Aussi nous semble-t-il préférable de coller un petit cadran en papier sur le gros bouton du démultiplicateur et de mettre un index sur le petit bouton.

Le R-107 ainsi transformé constitue un récepteur de trafic remarquable et nous ne saurions mieux faire pour terminer que d'engager ceux de nos lecteurs qui désirent réaliser eux-mêmes leur récepteur de trafic à s'inspirer largement de tous les détails que nous venons de donner à son sujet. Ajoutons que le S-mètre que nous avons décrit peut aussi se monter sur d'autres appareils, pourvu qu'ils aient un antifading.

convertisseur à quartz pour le RM-45

(*Suite de la page* 90.)

lampe entre en oscillation. Ce genre de bobinage à large bande étant très amorti, il importe dans ce cas d'avoir une lampe à forte pente pour que l'oscillation se produise.

D'aucuns objecteront qu'on pourrait obtenir le même résultat avec un Grid-Dip. Oui, dans une certaine mesure, mais il faudrait alors un appareil que peu d'amateurs possèdent pour avoir une égale précision.

Enfin, nous pouvons mettre en « D » un support de qaurtz. En plaçant en « E F » un circuit oscillant résonant sur la fréquence du quartz utilisé, l'appareil devient hétérodyne à cristal.

Des quartz peuvent servir d'étalon pour réaliser des circuits oscillants accordés sur leur fréquence, mais dans ce cas, le bobinage à ajuster doit, évidemment, être placé dans le circuit plaque et l'on est obligé de couper l'alimentation de l'oscillateur à chaque retouche pour ne pas recevoir de décharges électriques désagréables.

COLLECTION

les SÉLECTIONS de SYSTÈME "D"

Numéro 44

POUR TRANSFORMER OU REBOBINER DYNAMOS, DÉMARREURS, etc.

Pour marche sur secteur.

Prix : 1 F

☆

Numéro 48

Pour le cinéaste amateur :

PROJECTEURS, TITREUSES, ÉCRAN ET AUTRE MATÉRIEL

pour le montage et la projection.

Prix : 1 F

☆

Numéro 56

FAITES VOUS-MÊMES

BATTEURS, MIXERS, MOULINS A CAFÉ, FER A REPASSER, SÈCHE-CHEVEUX ÉLECTRIQUES

Prix : 1 F

☆

Numéro 64

LES TRANSFORMATEURS

STATIQUES
MONO et TRIPHASÉS

Principe — Réalisation — Réparation — Transformation — Choix de la puissance en fonction de l'utilisation — Applications diverses.

Prix : 1,50 F

Ajoutez pour frais d'expédition 0,10 F par brochure à notre chèque postal (C.C.P. 259-10) adressé à « Système D », 43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e^, ou demandez-les à votre marchand de journaux.

un appareil de mesures intéressant

le WAVEMETER Class D N° 1

de l'armée britannique

Les surplus offrent une profusion d'appareils de mesure dont les plus connus, tel le fameux fréquencemètre BC-221, ont acquis une réputation telle qu'il est devenu impossible de se les procurer autrement qu'à des prix prohibitifs. Les autres ne sont cependant pas à négliger pour autant.

Le « Wavemeter Class D n° 1 » de l'armée britannique, bien qu'en aucune façon comparable au BC-221, est un petit appareil fort intéressant conçu pour permettre l'accord des émetteurs aussi bien que des récepteurs sur des fréquences précises, pour vérifier l'étalonnage de ces appareils et pour déterminer la fréquence exacte d'un signal reçu. En dépit de son appellation de « wavemeter » (ondemètre), évoquant irrésistiblement le classique ondemètre à absorption, cet ondemètre-hétérodyne s'apparente plutôt aux fréquencemètres, tant par sa conception que par ses possibilités. Cependant, alors que ces derniers permettent la lecture directe des fréquences, il ne permet d'en lire que les deux derniers chiffres de droite (dizaines de kilohertz), mais ce, avec une précision de plus ou moins 2 kHz. Il demande donc à être utilisé en même temps qu'un récepteur ou un émetteur dont l'étalonnage est exact à 100 kHz, ou, pour éviter tout risque d'erreur, à 50 kHz près. Supposons en effet que la fréquence lue sur son cadran soit 25 kHz et qu'un récepteur auxiliaire — qui peut être celui dont on veut préciser l'étalonnage — indique que la fréquence est comprise entre 7 100 kHz et 7 200 kHz, on en déduit que la fréquence exacte est de 7 125 kHz. La complication n'est pas grande, étant donné que lorsqu'on se sert d'un tel appareil ou d'un véritable fréquencemètre, on a toujours sous la main soit un récepteur, soit un émetteur ou un générateur HF quelconque et qu'il est bien rare que l'erreur d'étalonnage de ces appareils dépasse quelques dizaines de kilohertz.

Les possibilités d'utilisation du WM Class D ne sont naturellement pas comparables à celles d'un BC-221. Il ne permet la détermination exacte des fréquences qu'entre 1 900 kHz et 8 000 kHz (158 m à 37,5 m), et cela en deux gammes : 1 900 à 4 000 kHz et 4 000 à 8 000 kHz. Il est cependant très intéressant pour un amateur de pouvoir déterminer avec précision les fréquences comprises entre ces limites englobant les bandes des 80 et des 40 m. Nous pensons notamment à l'étalonnage des VFO.

Le WM Classe D comporte en outre un oscillateur à cristal 1 000 kHz fournissant des fréquences repères espacées d'un mégacycle et utilisables jusqu'à 25 MHz. Ces fréquences cristal servent à déterminer les grosses erreurs d'étalonnage au-delà de 8 000 MHz.

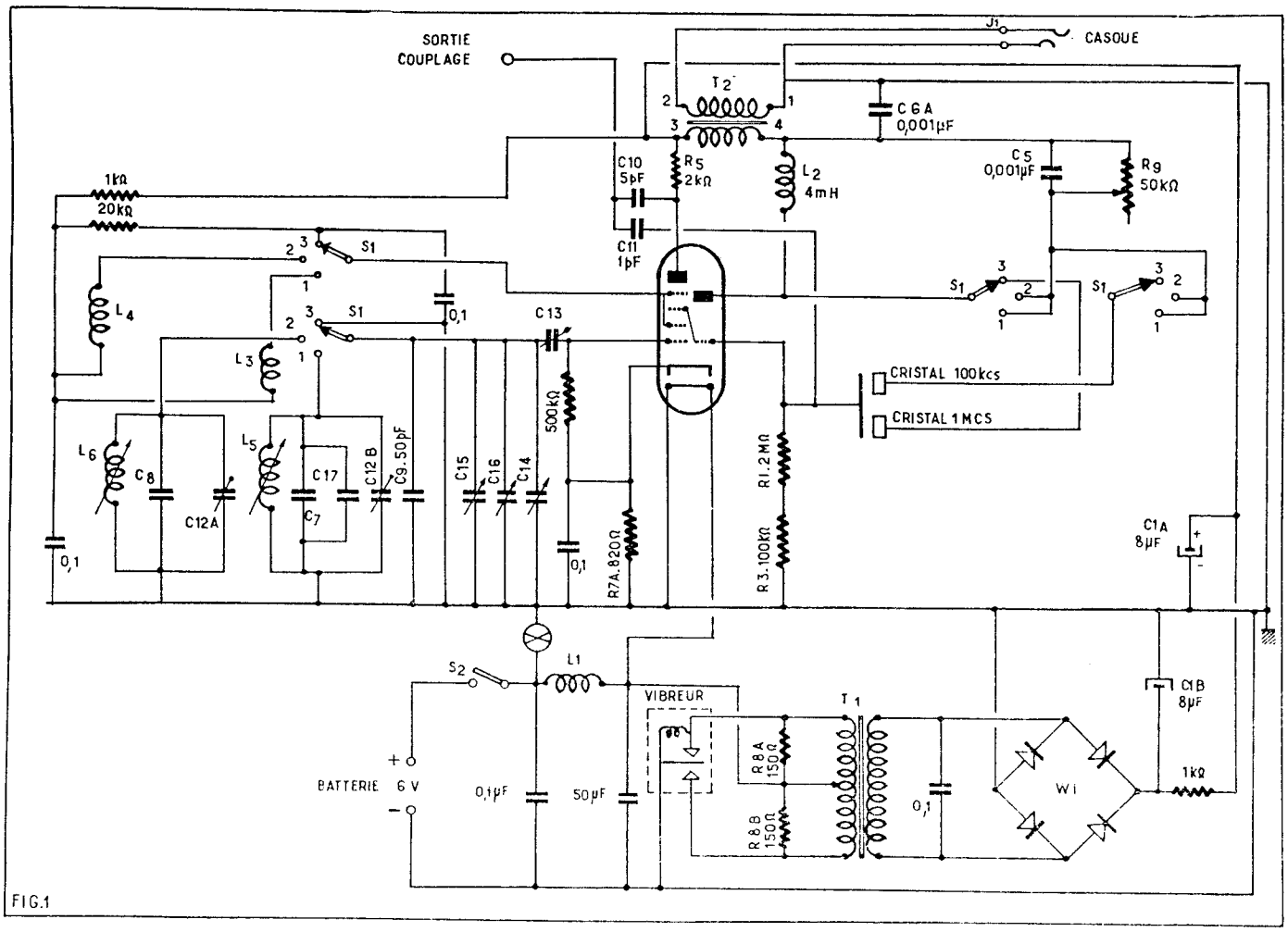


FIG.1

Une autre caractéristique intéressante du WM Class D est son alimentation. Instrument destiné à être utilisé en campagne, l'appareil s'alimente entièrement sur la batterie de bord (6 V) d'un véhicule automobile, qui assure non seulement le chauffage de son unique tube et de la lampe témoin éclairant son cadran, mais lui fournit aussi la haute tension nécessaire grâce à une petite alimentation à vibreur et à redresseur oxymétal incorporée. La consommation de l'appareil est de 1,1 A sous 6 V. Voilà qui ne doit pas déplaire aux amateurs de « mobile » et de « Field Day » !

La figure 1 montre le schéma fort simple de l'appareil. La lampe utilisée est une triode-hexode ARTH ou CV1317, dont l'équivalent commercial est l'ECH35, c'est-à-dire une ECH3 à culot octal dont le brochage est identique à celui de la 6E8. Une 6E8 pourrait d'aillleurs tout aussi bien être utilisée, au prix d'une consommation filament augmentée de 100 millis. La partie hexode de cette lampe est montée en auto-oscillatrice accordée par le condensateur variable C_{14} (commandé par le cadran central étalonné en fréquences). Ce CV de 20 pF est la pièce maîtresse de l'appareil déterminant la précision de l'étalonnage. Un circuit accordé est disposé entre la grille de commande et la masse. Un enroulement de couplage réactif disposé entre HT et écran assure l'oscillation de façon tout à fait classique. Lorsque le commutateur de gammes SI se trouve sur la position 2, l'oscillateur constitué par le circuit accordé L_6, C_8, C_{12A}, C_9, C_{15}, C_{16} et C_{14} et l'enroulement réactif L_4 fonctionne entre 3 400 et 3 500 kHz suivant le réglage de C_{14}. Lorsque SI est sur la position 1, la self L_5, accordée par C_7, C_{17}, C_{12B}, C_9, C_{16}, C_{15} et C_{14}, constitue avec L_3 l'oscillateur fonctionnant entre 6 100 et 6 200 kHz. Bobinages et trimmers sont ajustés de façon à ce que, sur les deux gammes, C_{14} permette exactement une variation de 100 kHz. Aussi, négligeant le fait que sur la gamme 1 cette variation de 100 kHz s'effectue de 6 100 à 6 200 kHz et sur la gamme 2, de 3 400 à 3 500 kHz, le cadran de C_{14} a simplement été étalonné de 0 à 100 kHz.

Le condensateur C_{16} sert à « faire le zéro », c'est-à-dire à rattraper un éventuel désaccord. L'ajustable C_{18}, de 15 à 60 pF, est réglé une fois pour toutes de façon à avoir une oscillation d'amplitude convenable. C_9, de 50 pF, sert à compenser les variations de température.

Lorsque SI se trouve sur la position 3, la partie hexode de la lampe cesse d'osciller et sert à amplifier les oscillations produites par la partie triode de la lampe. Cette partie triode est montée en oscillateur à cristal. Lorsque SI se trouve sur les positions 1 et 2, un quartz de 100 kHz, X_1, est branché entre grille et plaque. Par contre, lorsque SI est sur la position 3, c'est un cristal de 1 000 kHz, X_2, qui est mis en service et dont l'oscillation est amplifiée par la partie hexode.

L'amplitude des oscillations de la partie triode est telle que la production d'harmoniques est très généreuse. Nous avons déjà mentionné que celles du quartz 1 000 kHz sont telles qu'elles fournissent des points de repère sur les récepteurs jusqu'à 25 MHz. Les harmoniques sont également très fortes lorsque le quartz 100 kHz est en service, sur les positions 1 et 2. La self L_2, de 4 MH, qui tient lieu de self de choc de plaque d'un circuit Pierce avec le quartz 1 000 kHz, est alors accordée par le condensateur C_3 de 1 000 pF sur 100 kHz pour permettre l'entrée en oscillation du quartz sur cette fréquence. La résistance ajustable de 50 000 Ω, R_9, est réglée une fois pour toutes de façon à donner l'amortissement convenable à ce circuit.

La fréquence fondamentale de 100 kHz et ses harmoniques modulent alors l'oscillateur à fréquence variable de la partie hexode. Supposons que ce dernier soit accordé sur 3 400 kHz. A cette fréquence vont s'ajouter et se soustraire des oscillations de 100, 200, 300, 400, 500 kHz, etc. Il résultera de ces battements des oscillations sur 3 500, 3 600, 3 700, 3 800 kHz, etc. Supposons maintenant que nous ayons besoin d'une oscillation sur 3 779 kHz. Si nous accordons notre oscillateur variable sur 3 479 kHz, l'harmonique 3 (300 kHz) du quartz 100 kHz produira un changement de fréquence de 3 479 + 300 = 3 779 kHz. On voit donc qu'il est nécessaire et suffisant que l'oscillateur à fréquence variable couvre exactement 100 kHz. Si sa gamme de fréquences était un peu plus réduite ou un peu plus large, toute la précision et l'utilité de l'appareil seraient perdues. On voit généralement qu'il est inutile de lire sur le cadran plus que les deux derniers chiffres de droite de la fréquence réelle en kilohertz de l'oscillateur variable.

Supposons maintenant qu'un signal extérieur soit introduit dans l'appareil par la prise « coupling » et que sa fréquence soit voisine de la fréquence fondamentale de l'oscillateur variable ou de l'une des fréquences de battement résultant du mélange avec les harmoniques de l'oscillateur 100 kHz. En branchant dans le jack J_1 un casque d'écouteurs à basse impédance, on doit entendre une note de battement. On fait alors le battement zéro (creux du sifflement) et lit sur le cadran une certaine fréquence, mettons 25 kHz. Cela n'indique que les deux derniers chiffres de la fréquence reçue, mais cette dernière peut alors être facilement déterminée avec un récepteur même pas très précis, ou en se basant sur l'étalonnage sommaire de l'émetteur en essais.

Le casque sert également à vérifier le propre étalonnage de l'ondemètre. En effet, lorsque le cadran de ce dernier est près de la graduation 0, ou de la graduation 100, il se produit un battement audible avec l'oscillateur 100 kHz.

Maintenant, lorsqu'on mesure un signal, surtout s'il est très puissant, il se peut que ce signal produise directement un battement avec l'oscillateur 100 kHz, s'il est voisin de l'une des harmoniques de ce dernier. Pour lever un tel doute, on appuie alors sur le bouton-poussoir « Check », à gauche de l'instrument (fig. 2). Ce bouton fait varier la capacité du condensateur variable spécial C_{16}, de 35 pF, ce qui modifie la fréquence de l'oscillateur variable. Si, en appuyant sur le bouton, la note audible varie, c'est que l'on a bien le battement du signal extérieur avec la résultante des deux oscillations locales. Par contre, si la note ne varie pas lorsque l'on presse le bouton, c'est que l'indication du cadran de l'ondemètre est erronée.

Le signal recueilli sur la plaque de l'hexode est envoyé à la prise « Coupling » par le condensateur C_{10}, de 5 pF. Cette prise est également reliée à la grille de la triode par C_{11}, de 1 pF, qui assure un couplage suffisant pour qu'une note de battement soit audible dans les écouteurs lorsqu'un signal extérieur est injecté à la prise « Coupling ». Le casque à basse impédance est couplé au circuit plaque de la triode par le transformateur T_2.

Une fausse note de battement peut parfois se produire lorsque l'une des harmoniques de l'oscillateur à fréquence variable se trouve modulée par l'oscillateur à cristal, mais l'instrument a été conçu de façon telle que ces harmoniques soient très faibles par rapport à la fondamentale, de sorte que leur faiblesse permette de distinguer aisément ces fausses notes de battement.

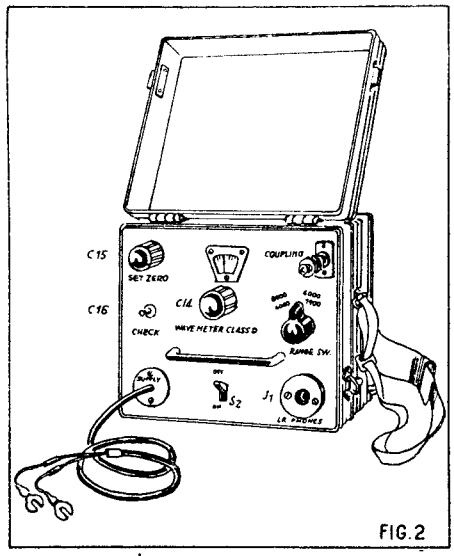


FIG.2

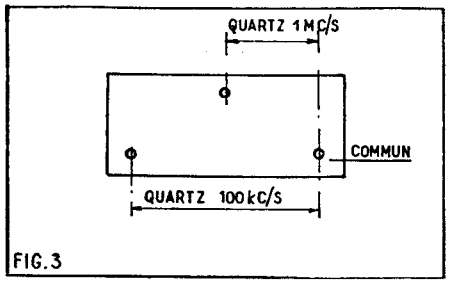


FIG.3

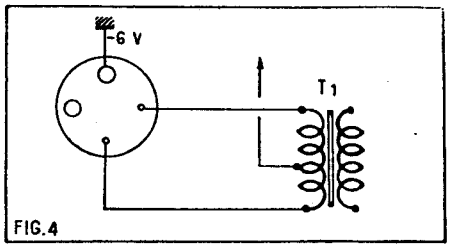


FIG.4

L'alimentation à vibreur incorporée n'appelle pas grand commentaire. Les résistances d'absorption R_{8A} et R_{8B}, placées en parallèle sur chaque moitié du primaire du transformateur T_1, ont chacune une valeur de 150 Ω. La lampe de cadran sert en même temps de lampe témoin évitant de laisser l'appareil sous tension. La self L_1 et les condensateurs de 0,1 MHz et de 50 MHz qui lui sont associés filtrent la basse tension. Le secondaire du transfo T_1 est filtré par un condensateur de 0,1 MHz. La haute tension est redressée par le redresseur sec en pont W1 et filtrée par une résistance de 1 000 Ω et deux condensateurs de 8 mF.

Les deux quartz, de 100 et de 1 000 kHz, se trouvent rassemblés dans un seul bloc à trois broches, dont l'une commune aux deux cristaux. La figure 3 montre la correspondance des broches, vues de dessous. A titre indicatif, ce bloc de deux quartz porte dans la nomenclature militaire britannique la numérotation « ZA 13327 ». De même, le pont de redresseurs au sélénium W_1 est le « ZA 13328 », et le vibreur est le « Vibrator n° 2, ZA 6779 ». La figure 4 donne le brochage du vibreur, vu de dessous.

un V. F. O.
stable comme le roc

La stabilité est plus que jamais la qualité essentielle qu'un amateur doit exiger aussi bien de son récepteur que de son émetteur. Et quand nous disons stabilité, nous entendons que cette qualité doit être poussée à un point dont trop d'amateurs et même de professionnels n'ont encore apparemment qu'une très vague idée. Ces amateurs ont, il est vrai, quelques excuses quand on songe à l'acharnement mis par certains auteurs, convaincus que la radio s'est arrêtée de progresser il y a une vingtaine d'années ou davantage, à ressasser inlassablement de vieilles théories périmées depuis belle lurette. Abordons tout d'abord la question du récepteur de trafic. C'est presque toujours l'appareil le plus précis dont dispose l'amateur débutant... et souvent même celui qui n'en est plus un. C'est l'étalon qui permettra d'apprécier la précision des autres appareils que construira cet amateur, et notamment celle du VFO de son émetteur. Si, comme c'est souvent le cas, l'oscillateur local du récepteur a une dérive appréciable, il sera impossible de juger de la stabilité du VFO.

L'instabilité du BFO du récepteur apporte d'ailleurs un troisième élément d'imprécision. En effet, pour juger de la stabilité du VFO, on capte généralement son signal sur le récepteur en mettant le BFO en service pour créer un battement audible. Si l'oscillateur local du récepteur, son BFO et le VFO étaient parfaitement stables, la note musicale recueillie à la sortie du récepteur ne varierait pas. Mais cette note peut également rester stable si les dérives de l'oscillateur local, du BFO et du VFO se compensent. De même, si la note varie, cela peut aussi bien indiquer une dérive de l'oscillateur local que du BFO ou du VFO, ou des trois à la fois ! Si le VFO peut se régler sur la fréquence d'une station d'émission stable — par exemple l'émission étalon de Rugby MSF sur 5 000 kHz très exactement — on peut créer un battement dans le récepteur entre le signal de cette station étalon et celui du VFO sans avoir à se servir du BFO. L'incertitude demeurera néanmoins : dans quelle mesure la dérive indiquée par la variation de la note de battement est-elle attribuable au VFO ou à l'oscillateur local du récepteur ? Le lever de doute peut s'effectuer en remplaçant l'oscillateur local du récepteur par un oscillateur à quartz de fréquence appropriée. Supposons par exemple que le VFO puisse s'accorder entre 3,5 et 3,8 MHz et que le récepteur ait sa MF accordée sur 455 kHz. Si l'on dispose de deux quartz dont l'un oscille sur une fréquence comprise dans la bande couverte par le VFO et l'autre sur une fréquence égale à celle du premier plus ou moins la valeur de la MF — soit, dans le cas considéré, plus ou moins 455 kHz — la marche à suivre est la suivante :

2° Monter sur un petit châssis indépendant de celui du récepteur deux oscillateurs à quartz. Deux triodes et quatre résistances suffisent et cela peut être bâclé en quelques minutes en recourant au montage le plus simple, c'est-à-dire le Pierce (fig. 1). L'alimentation peut sans inconvénient être prélevée sur celle du récepteur.

2° Supprimer l'oscillation locale du récepteur, ce qui se fait simplement, soit en court-circuitant le CV de l'oscillateur, soit en enlevant la lampe oscillatrice si le changement de fréquence s'effectue par deux lampes.

3° Souder un bout de fil souple à la plaque de chacun des deux oscillateurs à quartz. Amener celui partant de l'oscillateur, sur lequel on aura mis un quartz de fréquence comprise dans la bande couverte par le BFO, à proximité de la prise « Antenne » du récepteur et coupler très faiblement celui partant de l'autre oscillateur, muni du second quartz, à la grille de commande de la lampe modulatrice. En pratique, les oscillations des deux quartz sont souvent assez énergiques pour que l'on puisse se dispenser d'établir ces couplages.

Il suffit ensuite de balayer la bande avec le VFO pour trouver un réglage donnant un sifflement d'interférence. Si la note de ce battement varie, on peut alors être assuré que c'est le VFO qui dérive. Pour peu qu'on ait un peu d'oreille, on peut apprécier avec assez de précision la variation de fréquence dans le temps et, en réglant le VFO de part et d'autre du battement zéro, voir si la dérive a lieu dans

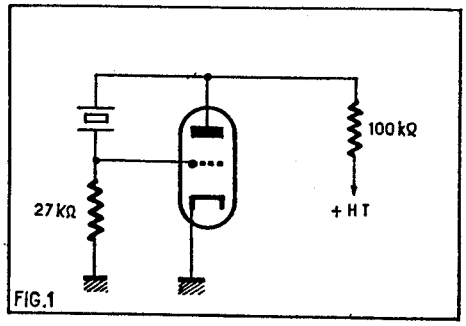


FIG.1

le sens d'une augmentation ou d'une diminution de la fréquence initiale.

D'aucuns objecteront à juste titre que beaucoup d'amateurs n'ont pas dans leurs tiroirs deux quartz dont les fréquences diffèrent de la valeur de la MF de leur récepteur et dont l'un tombe dans la bande couverte par le VFO. Heureusement, plusieurs moyens existent de tourner cette difficulté. On peut, par exemple, se passer de l'un des deux oscillateurs auxiliaires à cristal et ne garder que celui remplaçant l'oscillateur local du récepteur pourvu que la fréquence de ce dernier plus ou moins celle de la MF coïncide avec celle d'une émission stable captée par le récepteur. Il n'est pas nécessaire que cette émission se trouve dans la bande couverte par le VFO car on peut aussi bien utiliser les harmoniques de ce dernier. On peut même utiliser ceux du quartz remplaçant l'oscillateur local du récepteur. Si le récepteur est muni d'un calibrateur à quartz 100 kHz, les harmoniques de ce dernier fournissent tous les 100 kHz des porteuses qui conviennent parfaitement pour les mesures à effectuer : il y a de fortes chances que la fréquence de l'une d'elles plus ou moins la moyenne fréquence du récepteur corresponde à la fréquence fondamentale ou des premiers harmoniques d'un quartz se trouvant dans les tiroirs en même temps qu'à une fréquence fondamentale ou harmonique du VFO. Enfin, on peut utiliser le BFO du récepteur s'il a été transformé en oscillateur à quartz. Rares sont les amateurs dignes de ce nom qui n'ont pas profité de l'abondance des quartz surplus pour se constituer des collections de fréquences étalons. Ces stocks sont d'ailleurs loin d'être épuisés puisqu'un revendeur parisien offrait encore récemment des quartz de plus de cinquante fréquences différentes à 30 centimes pièce ! Nous savons bien que de telles affaires sont l'apanage des Parisiens et que nos lecteurs de province sont moins favorisés. Cependant, certaines maisons spécialisées livrent des quartz aux fréquences demandées, à des prix variant entre 5 et 15 F. Avouez que ce n'est pas trop cher payer pour pouvoir s'équiper convenablement.

La méthode que nous venons d'indiquer peut tout aussi bien servir au contrôle de la stabilité de l'oscillateur local d'un récepteur que de celle du VFO d'un émetteur. En effet, si l'on fait fonctionner deux récepteurs côte à côte, les ondes émises par l'oscillateur local de l'un sont captées par l'autre. Etant donné l'emploi d'oscillateurs à quartz, le récepteur servant d'appareil de contrôle peut fort bien être un vulgaire BCL et servir ainsi à la mise au point d'un récepteur de trafic.

De toute façon, chaque fois qu'on crée un battement entre un oscillateur de stabilité absolue et un autre de stabilité moindre, la hauteur de la note BF varie dans le temps. *Comment apprécier à l'oreille la variation de fréquence à laquelle correspond la variation de cette note musicale? Et quelle variation de fréquence peut-on tolérer d'un récepteur ou d'un émetteur dans les conditions actuelles de l'émission d'amateur ?*

Commençons par répondre à cette dernière question. Il ne fait plus le moindre doute à présent que l'émission d'amateur à modulation d'amplitude (AM) est condamnée à plus ou moins brève échéance et que l'avenir appartient à l'émission à bande latérale unique (SSB), à moins que l'émission d'amateur ne disparaisse complètement. L'augmentation du nombre des amateurs émetteurs de par le monde en même temps que se rétrécissent les bandes amateurs rend de moins en moins tolérable un mode d'émission qui occupe le double de place sur une bande qu'une émission en SSB, qui occasionne toutes sortes de brouillages et qui, par-dessus le marché, est comparativement inefficace. On parle très sérieusement actuellement, dans le milieu d'amateurs américains, de l'interdiction pure et simple de l'émission d'amateur en AM. De fortes pressions sont en effet prévues de la part des nouveaux pays indépendants pour obtenir leur part du spectre de fréquence ondes courtes, naturellement au détriment des amateurs, lors de la prochaine conférence internationale. Les amateurs américains se montrent résolus à défendre leurs bandes avec acharnement, mais constatent que les attardés de l'AM, plus soucieux de parler de la pluie et du beau temps que de faire progresser la technique, donnent des arguments qui estiment que les fréquences qu'ils occupent pourraient mieux être uti-

lisées par des services officiels ou commerciaux. Il n'est que d'écouter le beau gâchis qui règne sur la bande des 40 m où les stations dérivent les unes sur les autres, s'appellent puis se perdent dans une invraisemblable cacophonie, pour se rendre compte que cet argument n'est pas sans valeur. Encore plus déterminant est le fait que les grands constructeurs américains d'appareils pour le trafic amateur ont maintenant tous abandonné l'AM pour ne plus sortir que des appareils prévus essentiellement pour la SSB. Déjà les bandes des 20 et des 80 m ont été pratiquement annexées par la SSB. Le nombre des amateurs français trafiquant maintenant en SSB dépasse très largement la centaine et de plus en plus nombreux sont les autres qui s'apprêtent à suivre leur exemple. Le terrain ayant été sérieusement dégrossi par les précurseurs, la première chose à faire par les aspirants à la SSB est d'obtenir de leur récepteur et de leur émetteur AM la stabilité et la précision requises par la SSB. En effet, il n'y a aucune incompatibilité entre AM et SSB. Bien au contraire, les amateurs trafiquant en AM sont presque toujours accueillis à bras ouverts dans les QSO's entre stations SSB lorsque leur émission est parfaitement stable et qu'ils savent s'accorder sur la fréquence exacte du QSO. Il ne faut pas oublier que les stations trafiquant en SSB ont des récepteurs très sélectifs et qu'elles se reçoivent avec les BFO de leurs récepteurs en service. Une station AM qui n'appellera pas sur la fréquence exacte n'a de ce fait guère de chances d'être entendue. D'autre part, contrairement à ce qui se passe en AM, le récepteur du correspondant d'une station SSB doit être réglé exactement sur la fréquence de la porteuse supprimée à l'émission de cette station SSB, sinon le message devient déformé : d'un côté du réglage optimum, on tombe immédiatement dans un gargouillis très grave, genre Donald Duck, parfaitement inintelligible. De l'autre côté du bon réglage, la voix du correspondant devient de plus en plus aiguë à mesure qu'on s'en écarte, mais reste compréhensible tant que l'écart ne dépasse pas une centaine de Hz. La zone d'intelligibilité est encore plus réduite si l'émission reçue, au lieu d'être effectuée en SSB, l'est en DSB, c'est-à-dire avec transmission des deux bandes latérales mais non de la porteuse. Dans ce cas le message devient inintelligible dès qu'on s'écarte d'une dizaine de cycles de part et d'autre de l'accord exact. On conçoit que dans ces conditions, lorsque plusieurs stations SSB sont en QSO, chacune d'elles hésitera à dérégler son récepteur pour écouter une station AM sur une autre fréquence, quitte à perdre ses correspondants. Cela sera d'autant plus le cas lorsque, comme cela devient de plus en plus fréquent, il s'agit de stations SSB utilisant des « transceivers », c'est-à-dire des émetteurs-récepteurs dans lesquels l'émetteur se trouve automatiquement piloté sur la fréquence d'accord du récepteur. Il résulte de ce qui précède que le grand maximum de dérive tolérable de la part d'un récepteur ou d'un VFO est de l'ordre de 100 Hz durant la durée moyenne d'un QSO. S'il en était autrement, les correspondants seraient obligés de se livrer à des acrobaties pour ne pas se perdre. Il ne faut pas oublier que, du fait que la SSB permet un break-in intégral, comme du téléphone, les QSO multiples sont fréquents entre stations SSB, notamment sur la bande des 60 m. Il est évident que si l'un des correspondants dérivait au point que son émission devienne inintelligible, cela obligerait les autres à retoucher constamment l'accord de leur récepteur et rendrait le QSO multiple tout à fait aléatoire. En fait, comme l'émission en DSB constitue une étape recommandable pour les amateurs désireux de passer de l'AM à la SSB, *il est bon que récepteur et VFO ne dérivent pas de plus de 20 Hz du début à la fin d'un QSO.* Et comme certaines « tables rondes » SSB durent parfois fort longtemps, disons que *la dérive ne doit pas dépasser 20 Hz au cours d'une période d'environ une heure. C'est ce que l'on appelle la stabilité à court terme.* Une autre notion, particulièrement importante en ce qui concerne un récepteur appelé à servir d'étalon, est celle de stabilité à long terme. Il est maintenant admis par les constructeurs professionnels les plus sérieux que l'étalonnage d'un oscillateur ne doit pas varier de plus de 500 Hz en l'espace d'une semaine. En fait, ce que nous venons d'indiquer sont des tolérances à ne pas dépasser et les grands constructeurs d'appareils de trafic cherchent à faire infiniment mieux. La stabilité du quartz est l'objectif. Cependant, les moyens mis en œuvre par des professionnels disposant d'importants laboratoires et de grosses ressources financières pour se rapprocher de cet objectif ne sont pas nécessairement les bons pour des amateurs dont le matériel de contrôle se ramène la plupart du temps à un récepteur et à quelques quartz des surplus. Cela est particulièrement vrai lorsqu'il s'agit d'un VFO ou d'un oscillateur local à lampe.

La dérive d'un oscillateur à lampe de bonne réalisation mécanique est essentiellement due à l'échauffement, et non à des variations de tension plaque, comme s'acharnent à le faire croire les pseudo-techniciens qui vous résolvent le problème en deux coups de cuiller à pot en écrivant : un tube VR assure à l'oscillateur une stabilité absolue ! Qui dit échauffement dit dilatation et qui dit dilatation dit variation de capacité. Tout d'abord, au fur et à mesure que la lampe oscillatrice qui était froide prend sa température de fonctionnement normale, ses éléments se dilatent en entraînant des variations de capacités internes qui influent sur l'accord du circuit oscillant auquel la lampe est couplée. Il en résulte une forte dérive qui va en s'atténuant à mesure que la lampe se rapproche de sa température normale. Dans certains cas, la lampe se stabilise au bout d'une vingtaine de minutes, mais dans d'autres, elle continue à dériver pendant des heures. Et ce n'est qu'une partie de l'histoire car la chaleur émise par la lampe — et par ses voisines s'il y en a — fait monter la température à l'intérieur du coffret de l'appareil, entraînant des variations de capacité des différents éléments du circuit oscillant. Même si le châssis est bien aéré, la variation de température se transmet par le métal du châssis et des blindages. Ces facteurs de dérive peuvent être atténués en réduisant au maximum le couplage électrique entre le circuit oscillant et la lampe pour réduire autant que faire se peut l'influence des variations de capacité de cette dernière sur le circuit accordé — de ce point de vue, le meilleur montage est le Franklin ; et naturellement en isolant au maximum les éléments du circuit oscillant de la source de chaleur. L'expérience montre malheureusement qu'avec des circuits oscillants sur ondes décamétriques ces précautions ne suffisent pas pour obtenir une stabilité approchant de celle que nous nous sommes précédemment fixée comme objectif, même avec une excellente réalisation mécanique. Cette dernière est évidemment indispensable, mais cela les amateurs le savent généralement et les surplus leur offrent à profusion bâtis, CV et selfs d'une rigidité absolue. Méfiez-vous cependant de la qualité des condensateurs ajustables ou fixes ayant une influence sur l'accord du circuit oscillant : les condensateurs céramiques sont généralement à proscrire et même ceux au mica argenté ne sont pas tellement recommandables. Qu'il s'agisse de condensateurs ajustables ou fixes, utilisez des CV à air de la capacité voulue et d'excellente qualité. L'augmentation d'encombrement que cela occasionnera sera largement compensée par l'amélioration de la stabilité. Il a en effet été constaté que le courant HF parcourant des condensateurs fixes pourtant excellents suffisait à occasionner un échauffement interne générateur de dérive.

La seule solution permettant d'obtenir la stabilité que nous recherchons avec un auto-oscillateur à lampe fonctionnant sur ondes décamétriques *est de compenser les variations de capacités avec des condensateurs à coefficient négatif de température en parallèle sur le circuit oscillant.* Aux fréquences usuelles des VFO's d'amateurs on peut arriver à un résultat satisfaisant avec beaucoup de peine et de tâtonnements. L'entreprise est par contre vouée à l'échec lorsqu'on entreprend de stabiliser ainsi des oscillateurs de récepteurs travaillant sur des fréquences plus élevées. Prenons par exemple le cas d'un vieil HRO-5 des surplus. Sur la bande 20 m, cet appareil dérivait gaillardement d'une cinquantaine de kHz en l'espace de quelques heures. Après de longs essais avec des condensateurs de compensation à coefficient négatif de température, sa dérive sur cette bande a pu être ramenée à 4 kHz, ce qui est très insuffisant pour la réception de la SSB, bien qu'acceptable pour celle de l'AM. La seule solution satisfaisante dans ce cas est évidemment de faire fonctionner le HRO sur une fréquence beaucoup plus basse et donc plus stable et de l'utiliser ainsi en moyenne fréquence variable derrière un convertisseur à quartz pour recevoir les bandes 20, 15 et 10 m. Cela condamne en tout cas irrémédiablement l'ancien procédé consistant à faire varier la fréquence de l'oscillateur local du premier changement de fréquence d'un superhétérodyne destiné à la réception de fréquences élevées. Le fait que les constructeurs d'appareils de trafic rendent généralement variable le second changement de fréquence travaillant aux alentours de 160 ou de 80 m de leurs récepteurs à multiples conversions ne signifie cependant pas

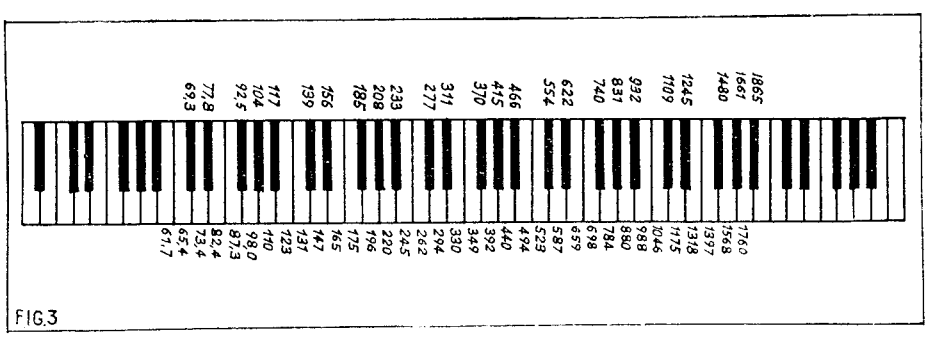


FIG.3

que les amateurs réalisant eux-mêmes leur récepteur de trafic ont intérêt à les imiter. Même sur de telles fréquences ils seront obligés de jongler avec les condensateurs à coefficient négatif de température pour stabiliser convenablement leur oscillateur local. La vraie solution pour l'amateur soucieux d'avoir un récepteur qui soit vraiment un instrument de mesures de grande précision est de faire travailler l'oscillateur local du dernier changement de fréquence de son récepteur aux alentours de 400 kHz. Sur de telles fréquences, en effet, les faibles variations de capacités dues a l'échauffement n'entrainent qu'une dérive insignifiante et la stabilité est remarquable même sans recourir aux condensateurs de compensation. Notons cependant que les appareils surplus pouvant avantageusement remplir cette fonction — tels que EC-453, EZ-6, Fug 10-0L, etc. — ont malgré tout leur oscillateur local stabilisé par condensateurs à coefficient négatif de température. Un ou plusieurs convertisseurs à quartz devant de tels appareils vous permettent de recevoir n'importe quelle bande OC avec une stabilité absolue et de repérer les fréquences reçues à moins d'un kHz près. Cette remarquable précision est due non seulement à leur grande stabilité mais au fait qu'ils ont en outre une sélectivité très poussée.

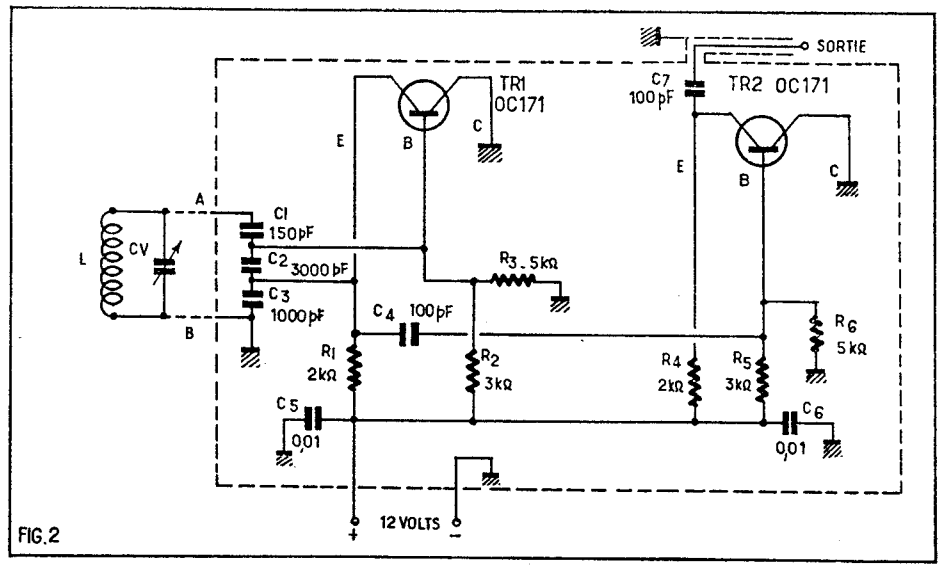


FIG.2

Un VFO stable comme le quartz et économique

Nous venons de voir que les variations de température sont la raison majeure de l'instabilité des VFO's à lampe, personne à ce jour n'ayant réussit à dissocier le tube oscillateur, producteur de chaleur, du circuit oscillant. Avec les transistors, ce problème se trouve éliminé. Bien entendu, d'autres mécomptes ont été éprouvés par les premiers expérimentateurs. Certains étaient certainement dus au fait que les premiers transistors mis sur le marché n'avaient pas les qualités de ceux produits actuellement. On a insisté exagérément sur le fait que les transistors étaient sensibles aux variations de température. A vrai dire, cet argument semble dû davantage au fait que les notices techniques des constructeurs mentionnaient les variations de caractéristiques de leurs transistors en fonction de variations importantes de température en pensant manifestement plus au comportement de leur produit à bord de fusées voguant vers la lune que dans le shack tempéré d'un amateur. L'argument température n'a pas grande valeur si on prend la précaution de mettre un VFO à transistors à bonne distance des lampes qu'il doit attaquer.

Un autre défaut plus sérieux venait d'une mauvaise adaptation d'impédances entre le transistor et le circuit oscillant. Nombre d'expérimentateurs avaient en effet remarqué que l'oscillation d'un oscillateur à transistors n'avait rien de sinusoïdal, loin de là. Bien entendu, ces remarques des premiers expérimentateurs, communiquées de bouche à oreille, ont contribué à répandre la conviction erronée que les transistors n'étaient pas appropriés pour la construction de VFO's et ne valaient pas les lampes pour cet usage.

Avouons que nous avions été indûment influencés par cette rumeur publique. Cependant, un petit article paru dans la revue américaine C.Q. du mois de septembre présentant un VFO à transistors « stable comme le roc » a attiré notre attention. A vrai dire, le metteur en page n'avait guère cherché à le mettre en valeur. Reléguer en bas de page comme il l'a fait l'annonce de la découverte de cette terre promise que des amateurs — et des professionnels — ont cherchée en vain depuis les débuts de la radio semblait une preuve de grand scepticisme... ou de totale incompétence. Il est à craindre que la plupart des lecteurs auront penché pour la première hypothèse et ne se seront pas donné la peine d'essayer le circuit. La signature de l'auteur, Paul H. Lee, W3JHR, a heureusement attiré notre attention. Nous avions pu apprécier en maintes occasions dans le passé le sérieux et les réalisations de cet excellent technicien : s'il affirmait que son VFO avait la stabilité du quartz, on pouvait lui faire confiance. Nous avons d'autant moins hésité à monter son enfant que la réalisation était d'une simplicité biblique, ainsi que le montre la figure. La seule différence fut que, n'ayant pas sous la main les deux transistors 2N384 employés par l'auteur, nous les avons remplacés par deux OC171. Il est probable que des OC170, AF114, AF115 ou autres similaires conviendraient tout aussi bien.

La construction est le comble de la simplicité. La partie du montage entourée de pointillé sur la figure 2 est réalisée sur une petite plaquette relais en bakélite. Outre les deux transistors, il y a sur cette plaquette sept condensateurs fixes, six petites résistances 1/2 W, le raccordement du coaxial de sortie HF, les deux fils de branchement à la pile et deux prises (A et B) à relier au circuit oscillant. Sur le schéma nous avons arrondi les valeurs des résistances. Elles ne sont pas critiques. L'auteur avait pris les valeurs suivantes : R_1, R_4 : 2,2 kΩ ; R_2, R_6 : 3,3 kΩ ; R_3, R_5 : 4,7 kΩ. Les condensateurs C_1 : 150 pF ; C_2 : 3 000 pF et C_3 : 1 000 pF devront être de la meilleure qualité possible. Les autres — C_4, C_7 : 100 pF et C_5, C_6 : 0,01 µF — peuvent être de qualité ordinaire. N'importe quel circuit oscillant de bonne qualité pouvant couvrir les gammes de fréquences usuelles des VFO's peut se raccorder aux prises A et B. W3JHR a pour sa part fait le raccordement au circuit oscillant du pilote d'un BC-457 ainsi qu'à celui d'un fréquencemètre LM, analogue au BC-221. Pour notre part, nous avons simplement fait l'essai avec un circuit oscillant ayant précédemment servi de circuit d'accord antenne d'un convertisseur 80 mètres. Malgré l'absence de précautions spéciales, le résultat a été fantastique. Le VFO tient le battement zéro avec un récepteur stabilisé par cristal pendant des heures. Pas la moindre dérive !

Le secret de l'excellente stabilité de ce VFO réside dans le fait que le transistor oscilateur TR_1 est relié à un point d'impédance relativement basse — la jonction de C_2 et C_3 — et est couplé très lâchement au circuit oscillant du fait du diviseur de tension capacitif formé de C_1, C_2 et C_3. Le couplage entre le transistor et le circuit oscillant est ainsi fortement réduit, contrairement à ce qui se passait dans la plupart des circuits oscillateurs à transistors précédemment publiés dans lesquels le transistor était généralement couplé à un circuit oscillant d'impédance élevée. Cela entrainait un type particulier d'instabilité se manifestant sous la forme d'un gargouillis basse fréquence sur le signal. Il s'agissait en fait d'une variation de fréquence de quelques périodes seulement de part et d'autre d'une fréquence moyenne très stable.

Le second transistor, TR_2, est un étage tampon emitter-follower — montage équivalant au montage cathode-follower à lampe — qui assure un excellent isolement de l'oscillateur par rapport aux étages suivants. Le coaxial de sortie attaque un étage tampon à lampe à forte pente. W3JHR emploie une 6AH7 qui est de caractéristiques identiques à la 6AC7. Le câble coaxial reliant chez lui le VFO à cette lampe d'entrée de l'exciter a 3 m de long !

Ce VFO est tellement stable qu'on peut manipuler directement l'oscillateur et faire de la CW simplement en connectant et déconnectant la pile de 12 V. La consommation est très réduite et les piles durent plusieurs mois. Même lorsque la tension délivrée par les piles en charge tombe de moitié, le VFO continue à fonctionner parfaitement. Le seul inconvénient est une légère diminution du niveau de sortie.

Avec ce merveilleux petit circuit si simple et si peu coûteux à monter, les amateurs n'ont plus la moindre excuse pour avoir une émission qui dérive. Comme dit W3JHR, c'est vraiment un roc synthétique.

Nous souhaitons également que les amateurs qui ne font pas d'émission fassent l'essai de ce circuit ; il peut aussi leur rendre d'immenses services en tant qu'oscillateur local de récepteur ou de fréquencemètre et dans bien d'autres applications.

Un fréquencemètre BF : le piano

Répondons pour terminer à la question que nous avions posée dans la première

partie de cet article : comment apprécier la dérive en fréquences d'un oscillateur ? Beaucoup d'amateurs qui n'ont pas les oreilles bouchées ne pensent pas qu'ils ont souvent chez eux un instrument de mesures de précision. Ce surplus, c'est le piano familial qui, pour peu qu'on ait un peu d'oreille, peut jouer le rôle de fréquencemètre BF. La figure 3 indique à quelles fréquences correspondent les différentes notes du clavier. Nous n'avons pas indiqué les fréquences les plus basses et les plus élevées car dans l'extrême grave elles sont hors de la gamme de reproduction d'un HP ordinaire et dans l'extrême aigu elles sont difficiles à différencier à l'oreille. Certains musiciens ne seront sans doute pas d'accord avec les fréquences indiquées pour les différentes notes. Effectivement, nous les avons arrondies, la précision restant ainsi largement suffisante pour les mesures. Plus que la fréquence exacte de chaque note, c'est l'écart de fréquence entre les différentes notes qui nous intéresse.

Supposons qu'on veuille mesurer la variation de fréquence d'un oscillateur dans le temps. En faisant battre son signal avec celui d'un oscillateur étalon — voir la méthode indiquée au début de cet article — on crée un battement BF. Trouver sur le piano la note correspondant à ce sifflement. Regarder l'heure à une montre, puis, au bout d'un temps donné, voir à quelle note correspond le sifflement. La différence entre la fréquence de la note de départ et celle de la note finalement atteinte indique de combien de Hz l'oscillateur a dérivé dans la période considérée.

V.F.O. à transistors

A nos lecteurs qui pourraient avoir des mécomptes dans la mise en pratique des conseils que nous venons de leur donner — car certains d'entre eux en auront — nous dirons que le schéma publié est absolument correct et que le montage fonctionne parfaitement. Nous avons notre réalisation pour le prouver. D'autre part, ce VFO a été réalisé par plusieurs amateurs émetteurs français qui ont pu vérifier l'exactitude de nos dires. Le montage a d'ailleurs été repris par une revue d'amateurs émetteurs britanniques et a suscité un vif intérêt outre-Manche. Nous ne saurions mieux faire que de citer l'avis autorisé de F9AL, l'un des promoteurs de la SSB en France, qui déclare que la stabilité de ce VFO était véritablement comparable à celle d'un quartz et que la dérive, à supposer qu'il y en ait une, était

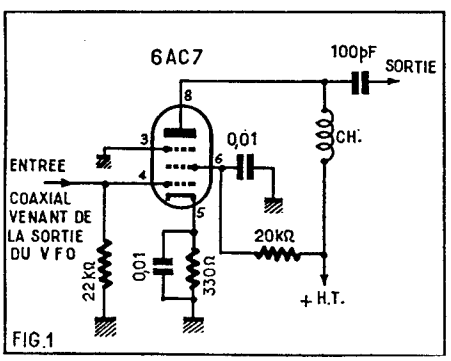


FIG.1

pratiquement impossible à déceler, ceci à la condition que le VFO soit tenu à l'écart de toutes sources de chaleur et, par conséquent, qu'il ne soit pas incorporé dans le coffret d'un appareil à lampes, émetteur ou récepteur. En prenant ces précautions et à condition que la température ambiante ne subisse pas de brusques variations — ce qui est généralement le cas dans un appartement — la stabilité est parfaite. Cependant, comme le faisait remarquer F9AL, si on ouvre la fenêtre — il faisait très froid ce jour-là — la fréquence du VFO glisse rapidement. Il notait également que l'on ne pouvait tabler sur la stabilité à long terme du VFO. Il faut dire qu'il habite un pavillon et que la température ambiante subit de plus grandes variations dans un pavillon que dans un appartement, du fait de la plus grande difficulté de chauffage. Il remarquait enfin que la tension de sortie du VFO est extrêmement faible. Ces observations concordent parfaitement avec celles que nous avons eu l'occasion de faire. Les inconvénients soulignés ne sont en aucune façon rédhibitoires. En effet, pour ce qui est des variations de la température ambiante, elles sont généralement très lentes à l'intérieur d'une habitation et n'influent donc que sur la stabilité à long terme qui, ainsi que nous l'avons expliqué dans notre précédent article, n'a qu'une importance secondaire. D'autre part, elles se trouvent fortement atténuées en montant le VFO à l'intérieur d'un coffret étanche à parois épaisses. L'étanchéité est, en effet, sans importance puisque le montage ne dégage aucune chaleur. L'idéal est naturellement d'effectuer le montage dans une enceinte thermostatique. Cette solution s'impose si l'on veut utiliser le VFO en mobile. En effet, les variations de température sont souvent considérables à l'intérieur d'une automobile. Le montage pouvant être de dimensions très réduites, il ne doit pas être impossible de le faire entrer dans une grande bouteille Thermos. Moyennant ces précautions, on est assuré d'avoir un pilotage absolument stable *dès sa mise sous tension. Celà est impossible à obtenir avec un VFO à lampes.* Avec ce dernier type d'appareil et quelles que soient les précautions prises, il est impossible d'empêcher une importante dérive de fréquence entre le moment où le VFO est mis sous tension et celui où la température s'est stabilisée à l'intérieur des lampes et de l'appareil. Ce n'est qu'ensuite que l'utilisation judicieuse de condensateurs à coefficient de température permet d'obtenir une stabilité satisfaisante. Autrement dit, un VFO à lampes ne devient utilisable qu'un certain temps après sa mise sous tension, temps qui, dans les cas les plus favorables, est de l'ordre d'une dizaine de minutes. Pour éviter cet inconvénient, certains amateurs en arrivent à laisser leur VFO constamment sous tension, ce qui n'est guère une solution satisfaisante. *Au contraire, le VFO à transistors est parfaitement stable et utilisable dès sa mise sous tension,* ce qui est un énorme avantage.

Le VFO à transistors, il est vrai, ne délivre qu'une tension de sortie très faible. Elle est cependant suffisante pour donner un sifflement de battement dans un récepteur accordé sur la même fréquence et placé à côté, soit parfaitement audible, à la condition que le BFO du récepteur soit en service. Avant de dire que le VFO n'oscille pas, certains lecteurs qui nous ont fait part de leurs déboires feraient bien de s'assurer qu'ils ont bien mis en service le BFO de leur récepteur — à supposer qu'ils en aient un ! — et aussi que le circuit oscillant du VFO est bien accordé sur une fréquence que le récepteur peut recevoir. La longueur de notre précédent article nous avait fait omettre de donner les caractéristiques de la self et du CV que nous avions utilisés sur notre montage. La self, bobinée en fil émaillé 6/10 sur un mandrin de 14 mm de diamètre, comportait 45 spires jointives. Le CV était un modèle courant de type BCL de 490 pF de capacité totale. Avec un tel circuit oscillant, le VFO oscillait sur 5 MHz avec les lames à peine engagées et sur 80 mètres avec une capacité d'accord d'environ 250 pF. Evidemment, avec un montage définitif, il conviendrait d'utiliser un CV de beaucoup plus faible capacité afin d'obtenir l'étalement désirable de la bande désirée et de placer une capacité fixe en parallèle, cette dernière d'excellente qualité et de préférence à air. Nous avions utilisé pour nos essais un CV de forte capacité afin de pouvoir contrôler l'oscillation sur une large gamme de fréquences. En effet, si les émetteurs AM utilisent un VFO travaillant généralement dans la bande des 80 mètres — ou même des 160 mètres, mais avec la stabilité du VFO à transistors cela ne s'impose pas — par contre, les émetteurs SSB utilisent souvent un VFO travaillant entre 5 et 5,5 MHz. Nous avons pu constater que l'oscillation et la stabilité du VFO restaient excellentes, que la capacité d'accord soit faible ou relativement importante.

Nos lecteurs ayant l'expérience de l'émission d'amateurs nous excuseront d'expliquer maintenant à ceux qui sont moins avertis comment le très faible signal délivré par le VFO peut être amené à un niveau comparable à celui normalement délivré par un oscillateur à lampe. Un seul étage amplificateur à lampe réalisé suivant le schéma de la figure 1 est suffisant. Ne pas l'inclure dans le coffret du VFO, car la chaleur dégagée compromettrait la stabilité. Le monter de préférence sur le châssis de l'appareil émetteur ou récepteur que le VFO est destiné à attaquer. La self constituant la charge du circuit plaque de l'amplificateur peut être une self d'arrêt quelconque. Pour ce qui est du type de lampe à employer on n'a que l'embarras du choix. N'importe quelle pentode HF peut faire l'affaire en lui appliquant les tensions d'écran et de polarisation prévues par son constructeur pour son fonctionnement en amplificatrice classe A. Cependant, du fait de l'apériodicité du montage, il est préférable d'utiliser une lampe à forte pente — 6AC7, EF50, PM07, EF80, 6AK5, etc. — si l'on veut obtenir le maximum de « sauce » en sortie. On peut également augmenter le niveau de sortie en remplaçant la self d'arrêt par un bobinage résonnant dans la gamme de fréquences couverte par le VFO avec ses seules capacités parasites et celles du montage (bobine sans condensateur, d'accord en parallèle, car il faut éviter d'avoir une résonance pointue si l'on ne veut pas que la tension de sortie présente des variations importantes suivant la fréquence d'accord du VFO). Mais, répétons-le, l'emploi d'une telle self ne s'impose pas et une simple self d'arrêt genre R100 fait parfaitement l'affaire. Les valeurs indiquées sur la figure 1 s'appliquent à notre réalisation qui a été effectuée avec une 6AC7. La tension recueillie sur la plaque de cette lampe est, par exemple, largement suffisante pour attaquer la modulatrice de l'étage changeur de fréquence d'un récepteur, à la place de l'oscillateur local mis hors service pour cet essai. Bien entendu, si l'on désire obtenir une tension de sortie encore plus grande, rien n'empêche de faire suivre l'étage amplificateur d'un second analogue au premier.

Avant d'en terminer avec ce VFO, il n'est peut-être pas inutile de mettre nos lecteurs en garde contre l'utilisation sur un tel montage, ainsi d'ailleurs que sur d'autres montages ondes courtes, de tran-

sistors de second ou de troisième choix que certaines maisons écoulent à vil prix. Ces transistors marchent généralement de façon acceptable sur des montages BF ou grandes ondes mais sont à proscrire en ondes courtes. Il nous paraît très probable que les déboires de certains réalisateurs de notre VFO n'ont pas d'autre cause. Il convient également de rappeler aux néophytes, dans le domaine des transistors, que des précautions spéciales doivent être prises en les soudant. Il ne faut, en aucun cas, que la chaleur du fer à souder puisse être transmise à l'intérieur du transistor par les fils de sortie. Il est bon d'effectuer toutes les soudures du montage avant de mettre les transistors en place et, lorsqu'on soude l'une de leurs sorties, il est indispensable de serrer dans une pince la connexion entre le point de soudure et le transistor pour éviter que la chaleur ne se transmette à ce dernier et le détruise. Nous ne pensons d'ailleurs pas que l'amateur se livrant à ses première expériences sur les transistors ait le moindre intérêt

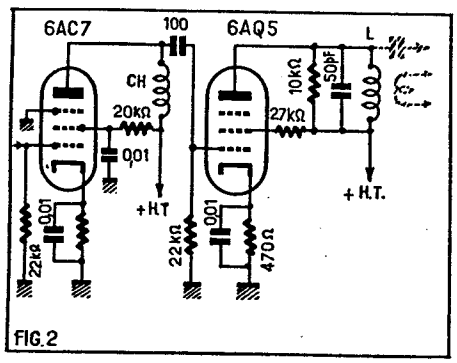


FIG.2

à les souder, ce qui ne peut que rendre plus délicat leur réemploi dans d'autres montages ultérieurs. Les supports à transistors que l'on trouve dans le commerce ne nous paraissent pas davantage s'imposer car ils sont souvent source de mauvais contacts. Nous utilisons avec pleine satisfaction pour nos montages d'essais *une solution « surplus ». En effet, on trouve sur de nombreux appareils surplus britanniques — notamment les IFF — de toutes petites pinces servant de raccordement à la sortie plaque de diodes* EA50, sortie qui s'effectue par un fil et non par un téton. *Ces pinces minuscules, assurant un serrage très énergique même sur un fil fin, font merveille pour le raccordement aux fils de sortie des transistors.*

La figure 2 montre comment adjoindre à l'étage tampon précédemment décrit un seconde étage qui, lui, peut fonctionner, soit également en tampon, soit en doubleur. La résistance de 10 000 Ω en parallèle sur le circuit accordé de sortie a pour objet de l'amortir suffisamment pour qu'il n'y ait pas à retoucher son accord lorsqu'on change celui du VFO dans les limites d'une bande amateurs. La self L peut être réalisée en bobinant 50 spires de fil émaillé 2/10 sur un petit mandrin de 9 mm de diamètre à noyau magnétique ajustable. Evidemment, tout autre circuit accordé sur la fréquence du VFO ou sur son harmonique 2 convient.

Pour en revenir au VFO lui-même, nous l'avons réalisé à l'intérieur d'un coffret surplus provenant d'une boite de « remote control » RM-29 A, qui se prête magnifiquement à une telle réalisation. Son étanchéité, qui en proscrivant l'emploi pour des appareils à lampes, convient parfaitement dans ce cas et ses parois en acier épais assurent à la fois la rigidité absolue et la protection thermique désirables.

la S. S. B. et ses avantages

Sans méconnaître les très intéressantes possibilités offertes par les transistors, nous savons bien que les nombreux amateurs qui ont accumulé au cours des années un important matériel classique ne sont pas près de l'abandonner. Après la perte de 100 kHz de la bande des 40 m et celle de la totalité de la bande 4 m, nous avons simplement pensé qu'il était grand temps de repenser toute la question de l'émission d'amateur. Grand temps surtout pour les amateurs français de se réveiller et de prendre conscience de la plus grande révolution qui se soit produite dans l'émission d'amateur depuis ses débuts. Cette révolution c'est le grand rush des amateurs étrangers — notamment américains, britanniques et allemands — sur un procédé de transmission de la parole d'une efficacité plusieurs fois supérieure à celle de tout autre système connu : l'émission sans porteuse et, accessoirement, à bande latérale unique. Ce système est couramment désigné par les initiés par l'abréviation anglaise, SSB — Single Sideband — ou plus rarement, par sa traduction française, B.L.U. — bande latérale unique. Ces désignations ont le défaut de ne pas exprimer l'essentiel qui, beaucoup plus que la suppression d'une bande latérale, est la suppression de la porteuse. On peut d'ailleurs conserver les principaux avantages du procédé en gardant les deux bandes latérales mais en supprimant la porteuse ; il s'appelle alors DSB. — Double Sideband.

Nous verrons au cours des explications qui vont suivre les extraordinaires avantages de la SSB par rapport à la modulation d'amplitude avec porteuse. Enumérons cependant dès maintenant les principaux pour vous donner le courage de nous suivre plus avant :

— Absence d'interférences. Comme il n'y a pas de porteuse, deux stations SSB peuvent émettre sur la même fréquence sans qu'il en résulte un sifflement d'interférence. Deux QSO peuvent même se dérouler simultanément sur la même fréquence, si l'un utilise la bande latérale supérieure et l'autre la bande latérale inférieure.

La SSB est le mode de transmission téléphonique le plus à l'abri du QRM et également celui qui crée le moins de QRM. On voit tout l'intérêt qu'aurait son adoption par les habitués de ce qui reste de la bande des 40 mètres !

Les signaux SSB percent littéralement le bruit de fond et le QRM dans lesquels les signaux modulés en amplitude avec porteuse sont comme englués. La SSB est la CW de la téléphonie. Nous avons bien souvent entendu des stations locales — fermées à la SSB — se lamenter sur la bande 20 m en disant que la propagation était bouchée, alors que des stations DX sortaient magnifiquement en SSB. Un signal SSB, même arrivant très faiblement, est parfaitement intelligible.

Comme la CW, la SSB a une efficacité extraordinaire, même en émission à puissance réduite. A puissance égale dissipée par le PA, une émission SSB a un gain théorique de 12 dB par rapport à une émission classique modulée à 100 %. C'est donc le mode de transmission rêvé en mobile, et aussi en VHF.

Alléchant, n'est-ce pas ? Et il y a encore d'autres avantages. Comment se fait-il donc que la grande majorité des amateurs français — seuls quelques pionniers ont sauvé l'honneur — soient restés si longtemps fermés à la SSB ? Car ce procédé n'est pas nouveau. La première liaison expérimentale commerciale transatlantique en SSB remonte à 1923 et les premiers réseaux radio-téléphoniques commerciaux en SSB surondes courtes à 1928. La première liaison d'amateur en SSB, a eu lieu aux Etats-Unis en 1933. Il fallut cependant attendre 1947 pour voir se développer aux Etats-Unis l'émission d'amateur en SSB et bien des réticences durent, là aussi, être surmontées avant que le mouvement ne devienne irrésistible au point d'obliger tous les grands constructeurs d'appareils de trafic à les concevoir en fonction de ce mode de transmission, comme c'est le cas depuis quelques années. Les Anglais ont également une avance importante dans ce domaine, de sorte que toute la littérature technique sur la SSB est en langue anglaise... et que le matériel spécialement conçu pour la SSB est d'origine anglo-saxonne et hors de la portée de l'amateur français moyen. Le manque de documentation en langue française et le fait que la plupart des amateurs étrangers pratiquant la SSB s'exprimaient en anglais ont certainement constitué un handicap. Le manque de matériel ne devrait pas en être un, puisque plusieurs pionniers français de la SSB ont réussi à s'équiper en construisant eux-mêmes leurs appareils avec l'aide des surplus. Le fait est que la plupart des amateurs français ignorent encore soit l'existence même de la SSB, soit la façon de la recevoir correctement. Certains ont bien entendu dire que lorsqu'on entend le gargouillis inintelligible, indicateur d'une transmission en SSB, il faut mettre le BFO du récepteur en service pour la sortir. Après quelques essais infructueux, ils se sont convaincus qu'il n'y avait rien de propre à en tirer.

N'importe quel récepteur de trafic, pourvu qu'il soit stable et raisonnablement sélectif, permet de recevoir — plus ou moins bien mais de façon intelligible — la SSB. On peut même la recevoir sur une détectrice à réaction fonctionnant en accroché, comme pour la CW. Seulement, alors que pour une émission ordinaire, il suffit de tourner négligemment le bouton du cadran du récepteur et qu'une émission reste intelligible même si l'on s'est réglé à plusieurs kilohertz de l'accord exact, *en SSB, la parole ne sort distinctement que si l'on n'est pas éloigné de plus de quelques herz de l'accord exact.* Et cela vaut non seulement pour le cadran du récepteur mais aussi pour l'accord de la fréquence du BFO, si on utilise ce dernier comme porteuse locale. Il faut donc des cadrans très démultipliés ou, à défaut, un grand doigté. Et pour mener à bien ces réglages, il est indispensable de bien comprendre ce que l'on doit faire.

Modulation = changement de fréquence

Supposons un émetteur classique à modulation d'amplitude avec porteuse, cette dernière étant par exemple sur 3 800 kHz. Avec un générateur BF quelconque, appliquons un signal de 1 000 p/s à l'entrée

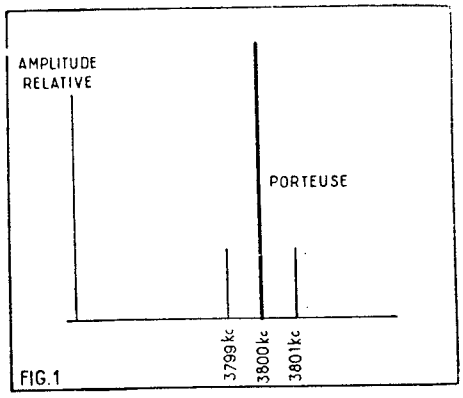


FIG.1

du modulateur. Ce kiloherz, mélangé aux 3 800 kHz de la porteuse, créera deux porteuses nouvelles, l'une sur 3 800 + 1 = 3 801 kHz, et l'autre sur 3 600 — 1 = 3 799 kHz (fi. 1). De même, si le signal BF appliqué à l'entrée est de 2 000 Hz, il donnera de la même façon deux autres porteuses nouvelles, sur 3 802 kHz et 3 798 kHz. La porteuse joue donc un rôle analogue à celui de l'oscillateur local dans un superhétérodyne. Elle sert uniquement à créer le battement permettant de convertir les fréquences BF en fréquences HF, tout comme l'oscillateur local du récepteur permet de convertir les fréquences HF en fréquences MF. Si maintenant nous branchons, à la place du générateur BF, un microphone à l'entrée de notre modulateur et commençons à parler devant, c'est une multiplicité de fréquences BF que nous allons introduire. Il est généralement admis qu'une voix masculine produit avec la parole des fréquences allant de 100 à 8 000 p/s. Nous allons donc avoir de part et d'autre de la porteuse toute une série de porteuses supplémentaires allant de 3 792 kHz à 3 799,9 kHz et de 3 800,1 kHz à 3 808 kHz. Autrement dit, notre émission va s'étaler de 3 692 kHz à 3 808 kHz, c'est-à-dire sur une plage de 16 kHz. Un tel étalement serait inadmissible sur les bandes amateurs déjà si encombrées. D'autre part, toute la puissance consacrée à générer les porteuses correspondant aux fréquences très aiguës serait gaspillée en pure perte car elles seraient automatiquement rejetées par la bande passante des MF du récepteur appelé à recevoir l'émission. Comme il a été démontré que la transmission des fréquences comprises entre 300 et 3 000 p/s est suffisante pour l'intelligibilité de la parole, il convient de couper dans le modulateur de l'émetteur toutes les fréquences de la parole au-delà de 3 000 p/s, soit au moyen de filtres, soit en utilisant un microphone spécialement conçu pour ne rien enregistrer au-delà de cette limite. La figure 2 donne la représentation schéma-

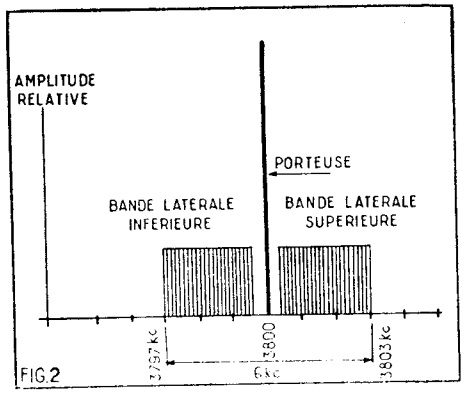


FIG.2

tique d'une émission modulée dans de telles conditions. Les groupes de petites porteuses issues de la modulation constituent les bandes latérales.

Ce sont ces bandes latérales qui portent le message. *La porteuse, abusivement nommée ainsi, ne porte rien.* De plus, chacune des bandes latérales contient le même message.

Or, 50 % de la puissance consommée par le PA de l'émetteur sert uniquement à amplifier cette prétendue porteuse, qui ne porte aucun message, alors que les véritables porteuses que sont les bandes latérales n'en utilisent chacune que 25 %. Il est vrai qu'à la détection du signal les deux bandes latérales sont remises en phase et s'additionnent. Donc un émetteur de 100 W, modulé à 100 % délivrera une puissance utile de 50 W. Mais quand on parle d'un émetteur de 100 W, on entend par là que la puissance appliquée au PA est de 100 W en l'absence de modulation. En pointes de modulation, le PA encaisse une puissance quatre fois plus grande, soit 400 W. Donc pour obtenir une puissance utile de 50 W, il faut consommer 400 W en pointes de modulation. Ce rendement déplorable est loin de justifier l'enthousiasme pour la modulation plaque et

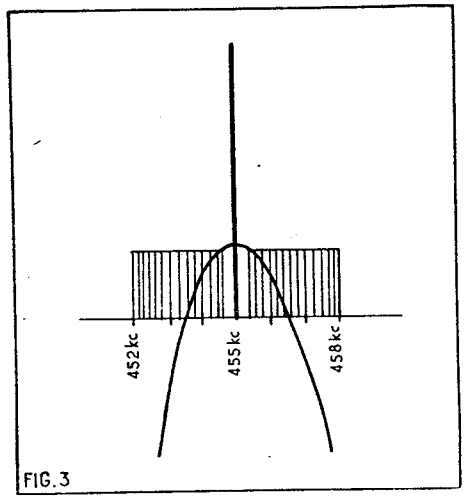
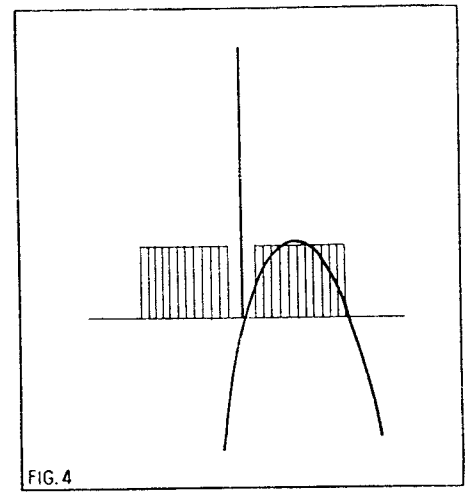


FIG.3

écran des tenants encore trop nombreux de « la radio de papa » !

Détection = changement de fréquence

Voyons maintenant ce qu'il va advenir de notre émission à son arrivée au récepteur. Ce dernier étant accordé sur la porteuse (3 800 kHz dans notre exemple), le changement de fréquence va convertir ce signal étalé sur 6 kHz en un autre de même largeur centré sur la moyenne fréquence. Supposons cette dernière de 455 kHz. Le signal s'étalera donc de 452 kHz à 458 kHz. Si la courbe de réponse de l'amplificateur moyenne fréquence était rectangulaire et large de 6 kHz, tout se passerait bien. Malheureusement une telle courbe idéale n'existe pas — voir notre article sur les filtres MF à cristal en p. 50. D'autre part, pour lutter contre les brouillages résultant de l'encombrement de l'éther, nombre de récepteurs de trafic ont une bande passante nettement plus étroite que 6 kHz, parfois de l'ordre de 3 kHz. La figure 3 montre que dans ce cas une bonne part des bandes latérales seront rejetées parl'ampli MF. Comme ce sont celles correspondant aux fréquences aiguës de la parole, cette dernière, réduite aux basses, prend un son de tonneau difficile-


FIG.4

ment intelligible. Pour pouvoir comprendre le correspondant, les opérateurs sont automatiquement amenés à ne pas accorder leur récepteur exactement sur la porteuse, de façon à placer cette dernière, non pas au centre de la bande passante, mais à côté d'elle (fig. 4). Ils arrivent ainsi à recevoir intégralement l'une des bandes latérales. Or, ainsi que nous l'avons montré précédemment, chacune des bandes latérales contient tout le message. Comme M. Jourdain, ils font de la SSB sans le savoir ! Mais de la SSB dans de très mauvaises conditions et sans en obtenir les avantages.

Arrivons en effet à la détection. Tout comme la modulation de l'émetteur, elle consiste en un changement de fréquence : transformation par battement de la MF en BF. Cela échappe généralement car on ne voit pas l'oscillateur local. Ce dernier n'est autre que la porteuse. Un piètre oscillateur local ! Elle est en effet affaiblie par son parcours à travers l'éther, déformée par les parasites de toutes sortes et le fading. Et, en vous reportant à la figure 4, vous constaterez qu'elle se trouve également atténuée considérablement lorsqu'on se décale pour pouvoir recevoir l'intégralité d'une bande latérale. Inutile de dire si, dans de telles circonstances, le changement de fréquence qu'est la détection s'effectue dans de mauvaises conditions, et si le signal basse fréquence qu'on recueille finalement est déformé !

Récapitulons. La porteuse est une clé permettant de chiffrer le message à l'émission et de le déchiffrer à la réception. Mais, entre l'émetteur et le récepteur, non seulement elle ne sert à rien, mais encore, elle se déforme sous l'action du fading et apporte des parasites. Il est absolument stupide d'envoyer la clé avec le message alors qu'on peut en créer une semblable à la réception. D'autre part, la modulation de l'émetteur crée deux bandes latérales, qui disent deux fois la même chose, représentent chacune 25 % seulement de la puissance de l'émetteur, et qu'on ne peut utiliser toutes les deux avec un récepteur sélectif.

La solution consiste à supprimer à l'émission la porteuse et l'une des bandes latérales et à créer à la réception une oscillation locale de même fréquence que la porteuse initiale. Cette oscillation locale pourra être d'une amplitude optimum pour que la détection s'effectue dans les meilleures conditions possibles. Comme elle sera parfaitement pure et stable, elle éliminera, en outre, une bonne partie des parasites que véhiculait la porteuse et réduira en même temps les effets du fading.

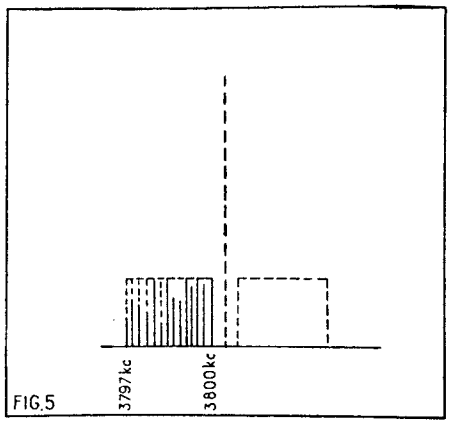


FIG.5

Nous verrons ultérieurement comment supprimer la porteuse et l'une des bandes latérales à l'émission. Reportons-nous à la figure 5 et supposons que nous avons supprimé la porteuse sur 3 800 kHz et, par exemple, la bande latérale supérieure (on pourrait évidemment tout aussi bien supprimer la bande inférieure). Cette bande restante est en réalité composée d'une multitude d'impulsions, analogues à celles que produiraient de nombreuses émissions télégraphiques en entretenues pures (C_1) effectuées sur des fréquences très voisines comprises entre 3 797 kHz et 3 799,7 khz. C'est en accordant le récepteur entre ces fréquences que nous entendrons des gargouillis caractéristiques d'une émission SSB (si l'émission reçue arrive puissamment). Nous ignorons naturellement en entendant ces séries d'impulsions sur quelle fréquence se trouvait la porteuse correspondante, supprimée à l'émission. Il n'est pas possible de s'accorder sur la porteuse puisqu'il n'y en a pas. Nous réglerons donc le cadran du récepteur sur la fréquence où le gargouillis sort le plus puissamment.

Dans notre exemple, cette fréquence correspondant au milieu de la bande latérale unique sera approximativement de 3 798,35 kHz. Nous disons approximativement car il est impossible de trouver à ce stade la fréquence exacte. Nous procédons alors comme pour la CW, c'est-à-dire que nous coupons l'antifading et mettons en service le BFO. Après avoir agi sur le potentiomètre de commande manuelle du gain HF ou MF, de façon à réduire ce dernier au point où le gargouillis est tout juste audible, agir sur le CV d'accord du BFO, en ne retouchant surtout pas au cadran du récepteur. En tournant très lentement ce CV, on trouvera des positions où la voix est caverneuse et d'autres où elle est extraordinairement aiguë — genre Donald Duck ou Mickey — et en un point précis entre ces positions extrêmes nous en trouverons une où la parole sort naturelle, alors que sur les autres elle était pratiquement incompréhensible. Ces réglages sont surtout délicats du fait qu'en SSB, lorsque celui qui emet cesse de parler devant son micro, on ne reçoit plus rien. Or, il est plus que fréquent que cela se produise au cours des réglages ci-dessus exposés.

Le gain HF ou MF doit, avons-nous dit, être maintenu au minimum. Cela pour éviter de surcharger l'ampli MF car, rappelons-le, l'antifading n'est pas en service. N'oublions pas que dans un récepteur de trafic, c'est-à-dire ayant au moins deux étages MF, l'amplification du signal par la moyenne fréquence est considérable. Lorsque, dans le cas de l'émission classique, la porteuse était incorporée au signal, cela n'avait pas d'importance puisqu'elle était amplifiée, en même temps que les bandes latérales. Mais en SSB, l'oscillation du BFO remplaçant la porteuse est généralement de faible amplitude par rapport aux signaux amplifiés par la MF, de sorte que si l'on ne jugulait pas le gain HF ou MF, cette porteuse locale serait surmodulée par les signaux reçus, ce qui entraînerait une sérieuse distorsion. Une autre cause de distorsion est souvent imputable au caractère défectueux de l'émission reçue, ce qui n'est pas rare. Il faut laisser aux amateurs émetteurs nouveaux venus à la SSB le temps de se faire la main !

Lorsque vous aurez trouvé le réglage convenable du BFO, il n'y aura plus à y retoucher — en principe — et vous pourrez vous accorder sur toutes les émissions utilisant la même bande latérale uniquement avec le cadran du récepteur. Mais si vous tombez sur une station utilisant l'autre bande latérale que celle pour laquelle vous avez réglé le BFO, il vous faudra reprendre l'accord de ce dernier pour le placer sur la nouvelle fréquence convenable. En pratique, cela ne se produit que très rarement lorsqu'on ne change pas de bande. En effet, *les amateurs utilisent généralement la bande latérale inférieure sur 80 m et 40 m et la bande latérale supérieure sur 20, 15 et 10 m. Les deux bandes favorites des amateurs de SSB sont celles des 80 m — entre 3 700 et 3 800 kHz — et celle des 20 m — entre 14 280 et 14 320 kHz.* La bande 80 m est celle qui convient le mieux pour les premiers essais car, ainsi que nous l'avons souligné en commençant, le seul véritable handicap pour la réception de la SSB est l'instabilité des récepteurs, et ces derniers sont généralement beaucoup plus stables sur 80 m que sur 20 m. Le seul ennui pour ceux qui ne connaissent pas l'anglais ou l'allemand est que presque tous les QSO s'y font dans ces langues. Mais quelle révélation ! Alors que les malheureux adeptes de la vieille école se débattent au milieu d'inextricables brouillages et parasites sur cette bande, les émissions SSB s'y déroulent dans le calme comme du véritable téléphone. Et le DX sort sur cette bande dans des conditions ahurissantes pendant la période hivernale de bonne propagation. Sur 20 m, on n'a que l'embarras du choix et découbre que tous les grands ténors mystérieusement disparus de cette bande depuis plus ou moins longtemps sont tout simplement passés en SSB.

Vous constaterez malheureusement aussi que votre récepteur, que vous jugiez stable comme un roc, est loin d'être aussi bon sous ce rapport que vous le pensiez. L'accord, en SSB, doit être exact à une vingtaine d'herz près, au grand maximum, ce qui est tout autre chose qu'une stabilité à quelques dizaines de kiloherz près comme en réception classique. Et en SSB, vous avez deux oscillateurs, au lieu d'un, qui ne demandent qu'à dériver : celui du changement de fréquence et celui du BFO. En fait, c'est surtout ce dernier qui laisse généralement le plus à désirer.

Jusqu'à ces derniers temps, le BFO a été traité en parent pauvre du récepteur de trafic. Des récepteurs commerciaux assez récents ne valent pas mieux à ce point de vue que des appareils surplus vieux d'un quart de siècle et ces derniers possèdent souvent une stabilité mécanique inégalable. Il suffit de remédier à leur instabilité due aux variations de tension où à l'échauffement en utilisant les tubes stabilisateurs au néon et les condensateurs à coefficient négatif de température pour leur donner une nouvelle jeunesse.

La SSB a ceci de merveilleux qu'elle permet à l'amateur de déceler les moindres déficiences de son récepteur, rien qu'à l'oreille. Et un récepteur bon pour la SSB ne laisse rien à désirer pour la réception de la modulation d'amplitude classique ou de la CW.

Le détecteur de produit

Des précautions sont généralement prises sur les récepteurs de trafic dignes de ce nom pour que l'oscillateur local du changement de fréquence — ou les oscillateurs locaux s'il s'agit d'un appareil à double changement de fréquence — ne dérivent pas sensiblement. Il n'en est malheureusement pas de même dans bien des cas en ce qui concerne le BFO, trop souvent considéré comme un parent pauvre. Si votre récepteur donne des résultats décevants en SSB, il y a fort à parier que le responsable est le BFO, même si ce dernier est stable. En effet, le signal arrivant à la détection après avoir subi une amplification considérable dans les étages MF a une amplitude telle par rapport à celle, généralement beaucoup plus faible, du BFO, qu'il la surmodule outrageusement. C'est d'ailleurs pourquoi nous avons indiqué qu'il était nécessaire de réduire autant que possible l'amplification HF et MF du récepteur. Mais, en réduisant cette amplification, on réduit aussi la sensibilité.

Sur la plupart des récepteurs, la tension injectée par le BFO est inférieure à 1 V et, le plus souvent, n'est que de quelques dixièmes de volt. Par contre, le signal capté par le récepteur est généralement de plusieurs volts à sa sortie de l'amplificateur MF. Dans ces conditions, le changement de fréquence qu'est la détection s'effectue de façon déplorable.

Rappelons que, en modulation d'amplitude classique (AM), la porteuse, lorsqu'elle est modulée à 100 %, absorbe deux fois plus d'énergie que les bandes latérales. Lorsqu'on surmodule, l'énergie contenue dans les bandes latérales augmente au détriment de celle de la porteuse et l'on sait les déformations qui en résultent. Or, un signal SSB est modulé en amplitude tout comme un signal AM, même si la porteuse a été éliminée. Par conséquent, si la tension délivrée par le BFO — qui remplace la porteuse — n'est pas au moins double de celle produite par la bande latérale amplifiée par la MF du récepteur, le résultat est le même que si l'on recevait une émission AM modulée à plus de 100 %.

Il n'y a aucun inconvénient, bien au contraire, à ce que la tension délivrée par le BFO soit sensiblement plus élevée que celle du signal reçu. Dans ces conditions, la détection s'effectue comme si le signal capté était sous-modulé, et l'on sait que les stations de radiodiffusion réduisent leur pourcentage de modulation — à environ 30 % — pour obtenir la meilleure qualité possible. L'expérience montre que, lorsque la porteuse locale est beaucoup plus puissante que la bande latérale reçue, la réception est considérablement améliorée. La tension délivrée par le BFO doit être, suivant certains spécialistes, de dix à cent fois plus grande que celle du signal le plus puissant pouvant arriver à la détection.

Deux difficultés apparaissent immédiatement. Tout d'abord, il est d'autant plus difficile d'avoir un auto-oscillateur stable qu'il délivre une puissance plus élevée. A vrai dire, cette difficulté est aisément surmontable. On peut en effet avoir un BFO délivrant une faible tension de sortie et ensuite amplifier cette tension dans un

etage intermédiaire. D'autre part, le BFO travaille sur deux fréquences fixes — l'une pour réception de la bande latérale supérieure, l'autre pour celle de la bande latérale inférieure — et il est souvent possible de trouver aux surplus des quartz permettant de régler radicalement le problème de la stabilité du BFO. Lorsque le récepteur est à double changement de fréquence et a une seconde MF de l'ordre de 50 à 100 Hz, il n'est pas difficile de réaliser un auto-oscillateur stable sur ces fréquences. L'autre difficulté est plus sérieuse : c'est le rayonnement d'un BFO puissant à l'intérieur du récepteur. Le BFO « regonflé » se comporte en effet comme un émetteur local qui ne demande qu'à injecter des harmoniques indésirables dans les circuits HF du récepteur. Si l'on ne veut pas voir ce dernier se peupler de petits oiseaux siffleurs, il convient donc de blinder rigoureusement le BFO, de l'écarter autant que faire se peut des circuits HF et de réaliser sous fil blindé sa liaison à la détectrice.

Le détecteur de produit

Ce terme ronflant ne recouvre rien d'autre qu'un classique montage changeur de fréquence analogue à celui employé dans tous les superhétérodynes pour convertir la HF en MF. La détection, répétons-le, est un changement de fréquence dont le produit est la BF. Il faut reconnaître que la détectrice diode, tenant généralement lieu de modulatrice, et le BFO, oscillateur local qui, le plus souvent, rayonne beaucoup plus sur toutes les connexions qui l'entourent qu'il ne l'injecte sur la plaque de la diode détectrice, constituent un bien piètre changement de fréquence. Cette situation se trouve aggravée lorsqu'on augmente considérablement la tension de sortie du BFO.

A la détectrice diode, dispositif qui, du fait de sa non-linéarité, détecte en vrac tout ce qui se présente à la sortie de l'ampli BF, il y a intérêt à substituer un dispositif linéaire, par exemple une lampe fonctionnant en classe A. En effet, du fait de sa linéarité, cette lampe va se comporter comme un étage amplificateur apériodique.

Le signal MF appliqué à son entrée se retrouvera à sa sortie. Or, ce signal est inaudible. Pour obtenir un signal BF il faudra faire battre avec le signal MF celui du BFO. Dans ce cas, en effet, le résultat du changement de fréquence donnera à la sortie de la détectrice linéaire — qui est la mélangeuse du changement de fréquence classique — le signal MF, le signal du BFO, leur somme et leur différence. Sur ces quatre signaux, seul celui correspondant à la différence est de fréquence audible. Avec une telle détection hétérodyne linéaire, aucun signal MF ne peut, théoriquement, se transformer en signal BF si le BFO n'est pas en service.

Nous avons dit précédemment qu'une telle détection — le terme « détecteur de produit » ou, en anglais, « product detector » a finalement prévalu pour la désigner — n'est pas autre chose que le classique changement de fréquence du signal HF en signal MF. Or, on sait qu'il existe un nombre considérable de montages changeurs de fréquence. On peut donc réaliser des détecteurs de produit de bien des façons. Bien entendu, cela n'a pas manqué d'être fait, mais pas toujours avec bonheur. Nous estimons regrettable que le terme détecteur hétérodyne linéaire n'ait pas été retenu. En effet, le terme détecteur de produit ne met pas en relief l'essentiel qui est la linéarité. Il ne faut pas oublier que les signaux MF appliqués au détecteur de produit représentent des tensions considérablement plus élevées que celles arrivant au premier changement de fréquence du récepteur. Or, il est bien difficile de trouver un montage mélangeur qui ne se sature pas dans de telles conditions. Et saturation signifie non-linéarité et perte de certains des avantages du détecteur de produit.

Nous donnons, figure 1, le schéma d'un détecteur de produit très simple et qui, bien que n'étant pas à l'abri de la saturation, donne cependant d'assez bons résultats. Le fait qu'il combine en une seule lampe la mélangeuse et le BFO est particulièrement intéressant pour la conversion d'appareils surplus où la place est limitée.

Le point marqué (A) est l'arrivée de la MF. Il peut être connecté, soit au point chaud du secondaire du dernier transfo MF, après en avoir déconnecté la plaque de la détectrice diode, soit au point chaud du primaire de ce transfo, c'est-à-dire à la plaque de la dernière lampe MF. Cette dernière solution est souvent plus pratique car elle évite de déconnecter la détectrice diode.

Le point marqué BF doit être relié à la grille de première lampe BF, cette dernière étant déconnectée de la détection diode.

Le condensateur C_1 a une valeur comprise entre 10 et 50 pF. Elle sera de l'ordre

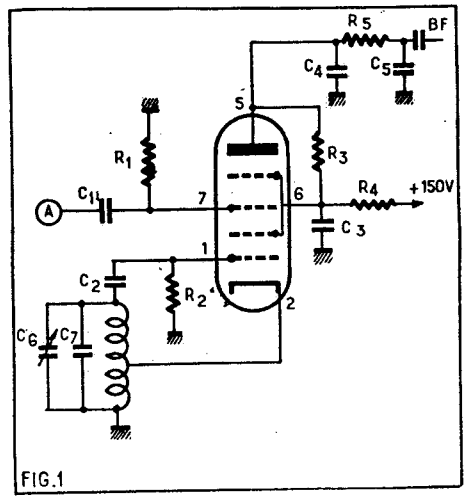


FIG.1

de 10 pF si (A) est relié au primaire du transfo MF, et plus élevée — de 20 à 50 pF — si ce point est relié au secondaire. Les valeurs les plus critiques sont celles de R_3 (68 kΩ) et R_7 (10 kΩ) qu'il peut être intéressant de retoucher si la valeur de la haute tension n'est pas de 150 V. Les valeurs de C_2, R_2, C_6 et C_7 dépendent dans une large mesure du bobinage oscillateur utilisé et de sa fréquence de travail. A titre indicatif, voici les valeurs utilisées pour un BFO travaillant sur 125 Hz : R_2 : 270 kΩ ; C_2 : 0,01 µF ; C_6 : CV de réglage du BFH : 100 pF ; C_7 est un ajustable servant à accorder la self sur 125 Hz, C_6 étant à mi-course ; R_1 : 470 kΩ ; R_5 : 100 kΩ ; C_4 : 270 pF ; C_5 : 470 pF ; C_3 : 0,01 µF ; C_8 : 0,002 µF. Il peut y avoir intérêt à placer en parallèle sur C_3 un condensateur électrochimique d'une dizaine de microfarads. Ne pas oublier de blinder la 6BE6 et prendre toutes les précautions possibles pour que l'oscillateur ne rayonne pas. Il peut être avantageux sur des appareils surplus équipés de lampes octales de prendre une 6SA7 au lieu d'une 6BE6, ce qui permet d'utiliser un support existant. Le montage reste le même.

En attendant de pouvoir trouver en France ce détecteur de produit, paraît-il,

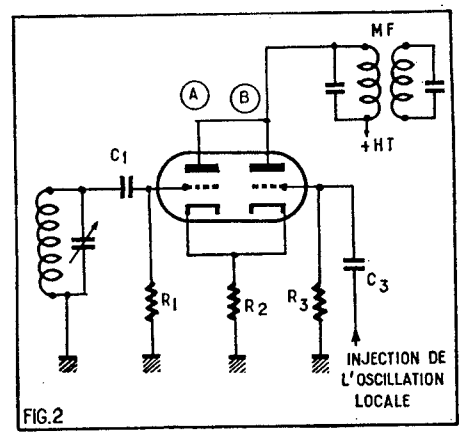


FIG.2

sensationnel, que serait la nouvelle lampe américaine 7360, le meilleur montage est sans doute celui utilisé par Collins dans son fameux récepteur 75A-4. Il s'agit, somme toute, de l'excellent montage mélangeur pour changement de fréquence à deux lampes sur lequel nous avons eu l'occasion d'attirer l'attention de nos lecteurs dans notre article. « Trois montages à doubles triodes très utiles pour la conversion des surplus. »

Nous redonnons ce schéma, figure 2, car nous considérons qu'il constitue à l'heure actuelle le montage mélangeur le plus parfait qui soit pour réaliser un changement de fréquence à deux lampes.

La plaque de la triode A peut, soit être reliée à celles de la triode B, ainsi que nous l'avons figuré, soit être réunie directement à la haute tension. Toutes les doubles triodes courantes donnent d'excellents résultats avec ce montage qui n'exige pas des cathodes séparées. Une telle mélangeuse donne un gain de conversion élevé, de l'ordre de quatorze fois à 30 MHz, avec un souffle réduit et une stabilité incomparable. Le gain du circuit est pratiquement indépendant des variations d'injection de l'oscillation locale. L'emploi d'une triode séparatrice à couplage cathodique assure un excellent isolement de la mélangeuse par rapport à l'oscillateur local et évite les phénomènes de pulling. Qu'il s'agisse de grandes ondes, d'ondes courtes ou de VHF, c'est le montage changeur de fréquence qui a toutes nos préférences. Et, enfin, ce montage cathode-follower peut accepter de forts signaux à son entrée sans se saturer.

La figure 3 montre son adaptation à la fonction de détecteur de produit. Comme dans le cas du montage de la figure 1, le point (A) peut être relié soit au primaire, soit au secondaire du dernier transfo MF. Dans le premier cas, C_1 fait une dizaine de pF et C_2 a une valeur de 40 à 100 pF (à déterminer à l'essai). Dans le second cas, C_1 fait de 20 à 50 pF et on peut omettre C_2.

Les autres éléments ont les valeurs suivantes : R_1, R_3 : 100 kΩ ; C_4 : 0,01 pF ; C_5 : 500 pF ; C_6 : 300 pF ; C_7 : chimique 8 µF ; R_4 : 50 kΩ ; R_5 : 15 kΩ ; C_3 : 50 pF, et C_8 : 0,01 µF. Toutes ces valeurs, prévues pour une haute tension de 180 V, ne sont pas critiques. CH est une self d'arrêt genre R-100 qui peut d'ailleurs être remplacée sans grand inconvénient par une simple résistance de 50 kΩ. R_2 est une résistance ajustable (un petit potentiomètre loto) de 3 000 Ω. Toutes les doubles triodes courantes donnent de bons résultats avec ce montage. Il semble cependant que la préférence doive être accordée à la 12AU7, qui est celle employée par Collins (ou à son équivalent octal 6SN7). Ce détecteur de

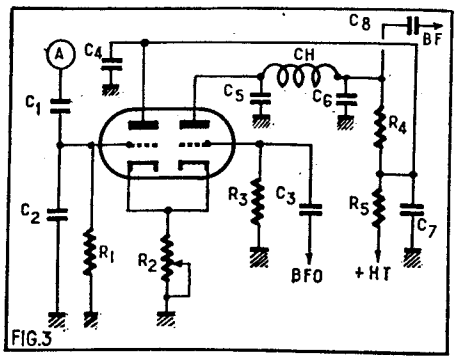


FIG.3

produit donne sensiblement le même gain en SSB que le détecteur diode en AM, ce qui est nettement supérieur à ce que donnent les autres montages. Le seul réglage à effectuer est celui de la résistance de cathode. La procédure à suivre est on ne peut plus simple. Le détecteur de produit étant en service, arrêter le BFO (en enlevant sa lampe de son support si nécessaire). Se régler sur une station AM et tourner el potentiomètre R_3. Sur la majeure partie de sa course, la station AM sera très compréhensible, mais à un réglage précis elle devient affectée d'une énorme distorsion la rendant incompréhensible. C'est le bon réglage et il n'y a plus à y retoucher.

Nous avons indiqué comme valeur de C_3 celle de 50 pF. Ce n'est qu'une valeur approximative car elle dépend de la tension de sortie du BFO utilisé avec ce détecteur de produit. Selon les circonstances il faudra la diminuer ou l'augmenter sensiblement.

Le détecteur de produit présente un double avantage. Tout d'abord, le niveau d'injection de la tension du BFO n'est pas aussi critique qu'avec la détection diode, de sorte qu'on a beaucoup moins à retoucher le réglage de la commande de gain HF et MF du récepteur.

D'autre part, seuls sont reçus les signaux qui battent avec l'oscillation du BFO. Cela signifie que les battements entre stations qui ne se trouvent pas sur la fréquence d'accord du récepteur ne seront pas entendus s'ils ne produisent pas aussi un battement avec le BFO.

Cet avantage est surtout sensible avec les récepteurs qui n'ont pas une sélectivité suffisante. C'est sans doute pourquoi les avis sont si partagés entre les amateurs quant à l'utilité du détecteur de produit. Les avantages de ce dernier sont moins évidents pour celui qui possède un récepteur très sélectif. De toute façon, on peut obtenir des résultats satisfaisants avec une simple détection diode et un BFO fournissant une injection convenable. La qualité du signal reçu ne sera pas meilleure avec un détecteur de produit mais le récepteur sera plus agréable à manier. Tout cela est, bien entendu, valable en l'état actuel de l'art et peut se trouver infirmé si la fameuse 7360 qu'on nous annonce tient ses promesses. Il paraîtrait en effet que, non seulement elle donne un niveau de sortie BF beaucoup plus élevé et moins de distorsion et d'intermodulation que les détecteurs de produit actuels, mais qu'encore elle offre l'avantage de limiter les parasites dus à des impulsions. Si cela est exact, nous pouvons lui prédire une belle carrière.

Injection de la porteuse locale à la borne antenne du récepteur

Rien n'oblige à recréer la porteuse, supprimée à l'émission, au moment où le signal SSB atteint la détection du récepteur. Il est même plus logique de le faire avant que ce signal ait subi une amplification considérable nécessitant une porteuse locale encore plus puissante, avec toutes les difficultés qui en découlent. Cela peut se faire à la borne antenne du récepteur. Premier avantage, comme le signal incident SSB est faible, la porteuse locale pourra être également faible, tout en étant considérablement plus puissante que le signal reçu.

Supposons que vous entendiez sur votre récepteur fonctionnant en AM le gargouillis caractéristique d'une émission SSB. Vous vous réglez pour qu'il sorte avec le maximum d'intensité. Allumez alors à côté du récepteur un générateur HF très stable et dont la démultiplication est poussée, par exemple un fréquence-mètre BC-221, et agissez sur son cadran jusqu'à ce qu'un harmonique de ce générateur tombe sur la fréquence approximative de celle du gargouillis. En tournant très lentement le cadran du générateur vous trouverez un réglage sur lequel l'émission SSB sortira soudain clairement dans le récepteur après avoir passé par le timbre Donald Duck ou celui de Mickey. La fréquence du signal de votre générateur correspond à ce moment exactement à celle de la porteuse supprimée à l'émission et ce qui arrive à l'antenne de votre récepteur est non plus une émission SSB mais une émission AM reconstituée. Vous pouvez donc la recevoir sans faire intervenir le BFO et en utilisant l'antifading et le S-mètre du récepteur. Non seulement vous n'aurez rien à modifier à votre récepteur, mais encore la stabilité de ce dernier sera beaucoup moins critique que dans le cas d'insertion de la porteuse locale au niveau de la détection. En effet, le signal reçu se comportera exactement comme un signal AM et l'on sait qu'un tel signal peut être reçu sans difficulté même si l'oscillateur local du changement de fréquence HF dérive de façon qui serait inacceptable en SSB. Et il n'y a pas à tenir compte de l'instabilité du BFO puisqu'on ne s'en sert pas. C'est le générateur HF extérieur au récepteur qui doit présenter toutes les qualités de stabilité que l'on demandait à l'oscillateur local du récepteur. Il faut que ce générateur soit rigoureusement blindé de façon à ce qu'il ne rayonne pas outre mesure et qu'il comporte un dispositif atténuateur permettant de contrôler son niveau de sortie, afin de ne pas bloquer le récepteur et de pouvoir donner au signal SSB une porteuse d'amplitude convenable.

Hélas ! — trois fois — ce système merveilleux a un inconvénient majeur. Il faut refaire le réglage délicat du générateur chaque fois qu'on reçoit une station de fréquence différente, alors que si l'on recrée la porteuse à la détection, le réglage du BFO est fait une fois pour toutes, aussi longtemps qu'on reçoit des stations utilisant la même bande latérale. C'est pourquoi le système d'injection de la porteuse locale à l'entrée du récepteur n'est pratiquement pas utilisé sur les récepteurs de trafic commerciaux. Par contre, nombre d'amateurs ne possédant pas un récepteur de trafic sans reproche — combien n'ont pas de BFO ? — ont recours à ce procédé et se servent du VFO de leur émetteur comme générateur HF. Ce système leur donne l'assurance de toujours émettre sur la fréquence de leur correspondant, chose par trop négligée de nos jours et qu'on ne saurait qu'encourager. Le procédé est également intéressant pour la réalisation de transceivers SSB. De toute façon nous ne saurions trop encourager nos lecteurs à essayer les deux procédés qui permettent des comparaisons intéressantes.

Un dernier impératif, la sélectivité

Pour tirer de la SSB tous ses avantages, la sélectivité du récepteur doit être très poussée. Il faut que le récepteur ne puisse recevoir qu'une seule bande latérale — 2 700 Hz — et rejette impitoyablement les signaux voisins puissants sans effets d'intermodulation.

A quoi servirait en effet que la largeur du signal transmis soit réduite à 2 700 Hz à l'émission si ce signal devait se trouver noyé au milieu d'autres dans la bande passante du récepteur ? Le bruit de fond constitué par les parasites, les brouillages et le souffle du récepteur est d'autant plus réduit que la sélectivité de ce récepteur est plus poussée. La SSB permet de réduire de moitié la largeur de bande passante qui serait nécessaire pour une émission AM, c'est-à-dire de doubler le rapport signal/bruit de fond. Si l'on veut tirer parti de toute l'efficacité d'une émission SSB, il faut que le récepteur ait une bande passante tout juste suffisante pour laisser passer la bande latérale transmise, c'est-à-dire une courbe de sélectivité dont le sommet, aussi aplati que possible, soit large de 2 700 Hz environ et dont les flancs se rapprochent le plus possible de la verticale, de façon à ne pas laisser passer les signaux voisins. Nous renvoyons nos lecteurs à notre article page 50 sur les filtres MF à cristal montrant qu'avec les quartzs des surplus l'amateur peut réaliser un filtre MF remplissant les conditions voulues, sans avoir à faire une pénible ponction dans son portefeuille pour se procurer un filtre mécanique. Et les surplus nous offrent aussi l'extraordinaire BC-453 dont la bande passante — quelque 2 kHz pour une atténuation de 6 dB — semble avoir été conçue spécialement pour la réception de la SSB.

Un tel degré de sélectivité n'ira sans doute pas sans inquiéter certains lecteurs qui, tout en désirant recevoir la SSB, ne tiennent pas pour autant à renoncer aux émissions AM. Il est de fait qu'avec un récepteur à banse passante aussi étroite, une émission AM a un son de tonneau fort peu intelligible si l'on s'accorde exactement sur sa porteuse. Pour améliorer les choses, l'opérateur se décale de l'accord exact de façon à ne recevoir qu'une des bandes latérales. Ce faisant, il arrive à retrouver quelques sons aigus. L'émission se trouve cependant sérieusement déformée. Cela est dû à ce que, pour faire tenir l'une des bandes latérales dans la bande passante du récepteur, il a dû laisser la porteuse en dehors et que cette dernière se trouve de ce fait considérablement atténuée.

L'émission AM se trouve ainsi ramenée par le récepteur à l'état d'émission SSB à suppression de porteuse insuffisante. Il est possible d'améliorer sérieusement une telle émission en la traitant comme si elle était effectuée en SSB, c'est-à-dire en utilisant le BFO du récepteur pour « regonfler » la porteuse déficiente. Evidemment, lorsqu'on met le BFO en route, il se produit un sifflement d'interférence entre le signal du BFO et la porteuse atténuée de l'émission.

En agissant sur le condensateur d'accord du BFO on fait alors le battement zéro et l'émission sort nettement plus clairement que précédemment. Le résultat est excellent si le récepteur est équipé d'un bon détecteur de produit ou d'un BFO puissant spécialement adapté à la SSB. Un tel mode de réception est un jeu d'enfant pour un opérateur habitué à la SSB. A tel point qu'un constructeur de récepteurs de trafic américain n'a pas jugé utile de prévoir sur son plus récent appareil un autre détecteur que le détecteur de produit pour la réception des signaux AM.

super ensemble pour la réception de la SSB sur 20 mètres

Répétons en effet qu'un récepteur bon pour la SSB est excellent pour les autres genres de transmissions. La SSB est le critère pour juger des qualités d'un récepteur de trafic... et aussi des qualités des opérateurs ! Car en SSB, il n'est pas question de faire ces QSO multiples que semblent affectionner trop d'amateurs français, où aucun des correspondants n'est sur la même fréquence. Il faut que tout le monde soit sur la même fréquence à seulement quelques périodes près. Ceux qui n'y sont pas ne peuvent être entendus. Cela explique le dégoût de la SSB souvent exprimé par certains habitués de « l'accord sur la fréquence » à 10, 20, voire 30 kHz près, qui sont d'ailleurs les premiers à protester véhémentement lorsqu'ils sont brouillés par d'autres amateurs croyant « leur fréquence » libre, puisqu'elle n'est pas occupée pendant que leur correspondant parle, du fait qu'elle est différente de celle de ce dernier. De tels tenants de la modulation avec « porteuse baladeuse » finiront de plus en plus par être tenus à l'écart, non seulement par les amateurs de SSB, mais ausi par ceux qui, tout en pratiquant toujours la modulation d'amplitude avec porteuse, reconnaissent les mérites du nouveau système et cherchent à rendre leur AM compatible avec la SSB. Il suffit de faire un peu d'écoute pour voir que les stations SSB n'hésitent pas à entrer en contact avec les stations AM bien synthonisées.

De toute façon, la SSB n'est pas une mode passagère. Il n'est plus question que de cela dans les revues d'amateurs américaines et le soir, sur la bande de 20 m, des dizaines d'Américains de stations lointaines se bousculent sur la portion supérieure en fréquences de la bande, annexée par la SSB, alors qu'on n'entend pratiquement rien d'intéressant sur le reste de la bande où seuls quelques QSO locaux ou européens rompent le silence. Aux Etats-Unis, c'est une révolution dont sont victimes les constructeurs d'appareils de trafic qui ont été trop lents à en prendre conscience : ils sont forcés de liquider à bas prix des appareils récents et coûteux qui ne répondent déjà plus à ce qu'exige la clientèle SSB. Dans la plupart des cas, le malheur de ces constructeurs qui, ces dernières années, ont lancé à jet continu un nombre incroyable de nouveaux types de récepteurs dans l'espoir de remonter le courant, tient à leur entêtement à s'en tenir à la formule du premier changement de fréquence à oscillateur variable suivi d'une seconde conversion à oscillateur fixe, généralement stabilisé par quartz. La plupart viennent seulement de comprendre qu'il n'est pas possible d'obtenir sur toutes les bandes la stabilité critique requise par la SSB avec un tel système. Il existe en effet un oscillateur local à fréquence variable fonctionnant sur des fréquences très élevées et, malgré toutes les stabilisations de tension et de courant et les condensateurs de compensation à coefficient négatif de température, il n'est pas possible d'obtenir une stabilité absolue — une dérive ne dépassant pas 100 périodes, ou 200 au maximum avec un auto-oscillateur fonctionnant sur des fréquences de l'ordre de 30 MHz, 21 MHz et même 14 MHz. De tels récepteurs arrivent à fonctionner correctement sur 40 et 80 m, mais sur les bandes plus élevées en fréquence on constate en réception SSB, sinon une dérive importante, du moins une instabilité qui se traduit par une tonalité désagréable des modulations des stations reçues qui prennent une allure « granuleuse ».

Etant donné que la stabilité d'un auto-oscillateur est d'autant plus grande qu'il fonctionne sur des fréquences plus basses, la seule solution logique dans un récepteur à plusieurs changements de fréquence est de rendre variable l'oscillateur local du changement de fréquence s'effectuant sur la moyenne fréquence la plus basse, et d'avoir des oscillateurs fixes stabilisés par quartz pour les conversions précédentes. Ceux de nos lecteurs qui ont suivi cette lecture savent que c'est la solution que nous avons toujours préconisée et que nous avons appelée « réception à la 75-A », d'après la désignation d'un célèbre récepteur de trafic américain qui fut la première application commerciale de ce principe, dès 1948. Ce principe est par ailleurs celui qui est presque universellement employé pour la réception des bandes VHF : convertisseur (c'est-à-dire premier changement de fréquence) à oscillateur local à quartz, attaquant le récepteur de trafic sur ondes décamétriques servant de moyenne fréquence variable. Bien des amateurs n'ont pas attendu la SSB pour utiliser de la même façon des convertisseurs à quartz pour la réception des bandes amateurs décamétriques, obtenant ainsi une stabilité, une précision et une facilité de réalisation hors pair grâce aux quartz FT-243 se trouvant en abondance et à bas prix aux surplus. Avec le SSB, ce procédé, qui n'était qu'un raffinement pas indispensable, devient une nécessité.

Quelle plage de fréquence adopter comme moyenne fréquence variable ?

Pratiquement tous les récepteurs de trafic dignes de ce nom sont maintenant au moins à double changement de fréquence. Certains constructeurs tels que Hammarlund — bien connu des amateurs de surplus à cause de ses Super-Pro — et Drake ont même adopté le triple changement de fréquence. Lorsqu'on branche devant de tels récepteurs de trafic un convertisseur pour VHF on obtient un quadruple changement de fréquence ! Et cela sans inconvénient, bien au contraire.

Pour obtenir la stabilité absolue requise par la SSB, l'idéal serait évidemment que tous les oscillateurs locaux de ces changements de fréquence soient à quartz. Cela est évidemment impossible. Pour pouvoir recevoir, non une fréquence fixe, mais une certaine gamme de fréquences, il faut nécessairement que l'un au moins des oscillateurs locaux soit variable, c'est-à-dire un auto-oscillateur. Or, il est bien connu que plus un auto-oscillateur travaille sur une fréquence basse, plus il est stable. C'est pourquoi les amateurs émetteurs cherchant à réaliser un VFO stable partent d'un oscillateur travaillant sur une fréquence basse, quitte à le faire suivre d'étages multiplicateurs. L'oscillateur variable d'un récepteur de trafic doit être traité comme un VFO d'émetteur et il y a également intérêt à le faire travailler sur des fréquences aussi basses que possible. La plupart des constructeurs ayant à ce jour adopté le changement de fréquence « à la 75-A » ont adopté des valeurs de moyenne fréquence variable comprises entre 1 500 kHz et 3 500 kHz. Cela s'explique par la nécessité d'utiliser une première moyenne fréquence suffisamment élevée pour ne pas être gênée par les fréquences images sur les bandes amateurs des 21 et 28 MHz. L'ennui est que pour obtenir une stabilité absolue avec un oscillateur variable travaillant entre le bas de la gamme petites ondes et la bande 80 m, il faut stabiliser les tensions et prendre pas mal d'autres précautions. Une solution séduisante, qui n'a pas encore été adoptée commercialement à notre connaissance, consisterait à réaliser un triple changement de fréquence suivant la formule suivante : premier changement de fréquence à oscillateur à quartz et circuits HF à large bande convertissant les bandes amateurs en une première MF fixe, mais à large bande passante comprise entre 1 500 kHz et 3 500 kHz ; second changement de fréquence avec oscillateur local également à quartz donnant une seconde MF *variable* entre le bas (en fréquences) de la gamme petites ondes et le bas de la gamme grandes ondes ; troisième changement de fréquence donnant une MF comprise entre 100 et 50 kHz pour obtenir une grande sélectivité. *Le gros intérêt de ce procédé est que l'oscillateur local travaillant sur des fréquences de l'ordre de 600 à 300 kHz sera stable sans avoir à prendre de précautions spéciales.*

Cette formule, apparemment fort complexe, est en réalité celle qui permet à un amateur de réaliser le plus facilement, à coup sûr, et pour un prix ridiculement bas un récepteur de trafic pouvant supporter la comparaison avec les réalisations commerciales les plus récentes et les plus perfectionnées que seuls peuvent offrir les millionnaires ... en francs actuels, et cela sans effort, puisque les éléments essentiels se trouvent tout prêts aux surplus.

Les bandes amateurs actuelles

Notre objet étant la réalisation d'un récepteur de trafic uniquement pour bandes amateurs décamétriques, il convient tout d'abord de déterminer les limites de ces bandes.

Depuis le 1er mai 1961, les amateurs français peuvent utiliser les bandes suivantes :

80 m : de 3,5 à 3,8 MHz.

40 m : de 7 à 7,1 MHz.

20 m : de 14 à 14,350 MHz.

15 m : de 21 à 21,450 MHz.

10 m : de 28 à 29,7 MHz.

La puissance autorisée est de 50 W input sur 80, 40, 35, 20 m et de 100 W sur 15 et 10 mètres.

Seulement, lorsqu'on réalise un récepteur de trafic amateur, il ne faut pas perdre de vue que, si les amateurs français sont de plus en plus les parents pauvres, ceux d'autres pays ont à leur disposition des fréquences refusées aux Français. C'est notamment le cas des Etats-Unis qui comptent plus de 200 000 amateurs-émetteurs autorisés, sur la plupart des bandes, à utiliser une puissance maximum d'un kilowatt ! Inutile de dire qu'avec de telles installations, ils portent facilement de ce côté de la grande mare, par bonne propagation. Réaliser un récepteur ne captant pas les fréquences sur lesquelles ils émettent serait se priver de l'écoute d'une grande partie du trafic amateur international. D'autant plus qu'actuellement 50 % environ des amateurs américains trafiquent en SSB !

Les bandes amateurs américaines

160 m : 1,8 à 2 MHz.

80 m : 3,5 à 4 MHz. Phonie entre 3,8 et 4 MHz.

40 m : 7 à 7,3 MHz. Phonie entre 7,2 et 7,3 MHz.

20 m : 14 à 14,350 MHz. Phonie entre 14,2 et 14,350.

15 m : 21 à 21,450 MHz. Phonie entre 21,250 et 21,450 MHz.

10 m : 28 à 29,7 MHz. Phonie entre 28,5 et 29,7.

On notera tout particulièrement que les bandes phonies américaines des 80 et 40 m tombent en dehors des bandes françaises. Cela n'empêche cependant pas les QSO franco-américains sur ces bandes, notamment en SSB sur 80 m par propagation d'hiver : les stations européennes émettent au-dessous de 3,8 MHz et les américaines leur répondent au-dessus de 3,8 MHz.

Quelle variation de fréquence donner à la MF variable ?

Pour s'accorder confortablement sur des stations SSB il convient d'avoir un étalement de bande considérable. Voici, à titre d'exemple, comment Collins a résolu le problème sur son plus récent appareil, le 75-S.

Ce constructeur a réduit à 200 kHz la variation de sa MF variable suivant le premier changement de fréquence à oscillateur fixe piloté par cristal. Cela lui permet d'avoir un cadran étalonné de 1 à 200 dont chaque graduation correspond à 1 kHz. Il est évident qu'avec un tel étalement, les bandes amateurs doivent être fractionnées en sous-bandes, chacune nécessitant un quartz de fréquence différente pour le permier changement de fréquence. Les gammes de réception sont les suivantes : 3,4 à 3,6 MHz ; 3,6 à 3,8 MHz ; 3,8 à 4 MHz (soit 3 grammes pour couvrir la bande américaine des 60 m) ; 7 à 7,2 MHz ; 7,2 à 7,4 (soit deux gammes pour la bande américaine des 40 m) ; 14 à 14,2 MHz ; 14,2 à 14,4 (soit deux gammes pour la bande 20 m) ; 21 à 21,2 ; 21,2 à 21,4 ; 21,4 à 21,6 (soit trois gammes pour la bande 15 m) ; 28,5 à 28,7. On notera que le constructeur n'a prévu la réception que de la partie de la bande 10 m jugée la plus intéressante aux Etats-Unis, mais qu'il existe deux positions libres du contacteur et deux supports de quartz libres sur l'appareil permettant éventuellement l'utilisation de deux cristaux supplémentaires pour recevoir deux autres factions de la bande 10 m. Une autre position du contacteur permet de recevoir une gamme de 14,8 à 15 MHz de façon à pouvoir contrôler l'étalonnage de l'appareil par la réception de la station étalon WWV émettant exactement sur 15 MHz. L'appareil couvre donc au total 14 gammes de 200 kHz chacune. Notons encore à propos de cet appareil que pour éviter l'échauffement générateur d'instabilité, la haute tension délivrée par l'alimentation incorporée n'est que de 150 V et que la BF ne délivre qu'une puissance maximum de 1,8 W. Le temps des récepteurs de trafic à push-pull BF de grande puissance est bien mort. La sélectivité SSB de l'appareil est de 2,1 kHz, obtenue par un filtre mécanique.

Le BC-453 moyenne fréquence variable presque idéale pour la SSB

Le meilleur récepteur que puissent utiliser — et qu'utilisent d'ailleurs largement dans le monde entier — les amateurs de SSB n'ayant pas les moyens de se payer un 75-S est notre vieil ami le BC-453, l'un des rares surplus dont l'intérêt n'ait pas diminué, loin de là, au cours des ans. Sa sélectivité, grâce à ses deux étages MF accordés sur 85 kHz, atteint environ 2 kHz pour une atténuation de 6 dB lorsque les tiges de ses transfos sont tirées à fond vers le haut. Sa courbe de réponse, bien que moins proche de la courbe rectangulaire idéale que celle du filtre mécanique utilisé par Collins, a des flancs suffisamment raides. Son BFO travaillant sur 85 kHz est remarquablement stable sans qu'il soit nécessaire de prendre de précautions spéciales. Et il en va de même pour l'oscillateur variable de son changement de fréquence travaillant entre 275 et 635 kHz. La gamme couverte par le récepteur a une étendue de 360 kHz (de 190 à 550 kHz), soit légèrement plus que celle du 75-S, et permettant de recevoir les bandes françaises des 80, 40 et 20 m sans qu'il soit nécessaire de les fractionner. Son cadran d'une souplesse et d'une précision remarquables étale 360 kHz sur une longueur de 20 cm. Il faut 29 tours complets du bouton du démultiplicateur pour couvrir 360 kHz. C'est-à-dire qu'un tour complet représente une variation de 12 kHz environ.

Enfin, son BFO convenablement réglé sur la bande latérale voulue permet une excellente réception de la SSB sans qu'il soit indispensable d'adjoindre à l'appareil un détecteur de produit. Ceci confirme ce que nous avons dit précédemment sur les détecteurs de produit, à savoir que leur utilité est moins évidente sur les appareils très sélectifs que sur les autres.

BC-453, RF-24, FT-243.
Réalisation quasi immédiate d'un super-récepteur SSB pour la bande 20 mètres

Tel quel, le BS-453 constitue une MF variable sensationnelle, derrière convertisseur à cristal pour la réception de la SSB. Il ne comporte heureusement pas cette abomination qu'est un circuit antifading. Nous n'avons jamais compris pourquoi les amateurs s'évertuent à doter leurs récepteurs de trafic d'un tel système dont l'effet le plus clair est généralement d'amoindrir le rendement de l'appareil sans aider en rien à la compréhensibilité des signaux reçus. Le BC-453 comporte, il est vrai, un pseudo CAG simplement destiné à freiner la réception des signaux extrêmement puissants, mais n'agissant pratiquement pas sur les autres. N'oublions pas que cet appareil était destiné principalement à la réception CW.

Rappelons pour certains de nos lecteurs, que le BC-453, même pour fonctionner tel quel, nécessite une alimentation, l'adjonction d'un potentiomètre commandant le gain HF et MF, d'un interrupteur de mise en service du BFO et d'un bouton de commande du cadran démultiplicateur, ainsi que le branchement d'un haut-parleur. L'alimentation doit pouvoir fournir une tension alternative ou continue de chauffage de 25 V sous 0,450 A et une haute tension au maximum de 250 V sous 40 mA. En fait, le rendement du récepteur reste excellent avec une haute tension beaucoup plus basse, pouvant descendre jusqu'à une cinquantaine de volts. Une haute tension d'une centaine de volts est largement suffisante et présente l'avantage de réduire l'échauffement et d'augmenter la sensibilité. Si l'on ne veut pas alimenter les filaments sous 25 V, il convient de modifier le câblage du circuit de chauffage, les lampes de type 12,6 V étant primitivement chauffées en séries deux par deux. En montant tous les filaments en parallèle, on peut chauffer les lampes sous 12 V, ce qui est facilement réalisé en mettant en série les deux enroulements basse tension d'un transfo d'alimentation standard. Même si l'un de ces enroulements de chauffage ne délivre que 5 V, cela n'a pas d'importance, les lampes fonctionnant aussi bien sous 11 V que sous 12 ou 14 V. Il convient alors d'employer une valve à fort isolement cathode-filament genre 6 × 4, ou mieux des redresseurs au sélénium ou au silicium.

Le potentiomètre de commande de gain n'a pas de valeur critique : 25 ou 50 k font l'affaire. Il est préférable qu'il soit bobiné mais un bon modèle au graphite fait l'affaire. Ce potentiomètre se monte en rhéostat entre la masse et, soit la broche de la prise au fond de la cuvette du bas du panneau avant à laquelle arrive la connexion verte venant des cathodes des lampes HF et 1re MF, soit la douille de la prise du panneau arrière à laquelle arrive également cette connexion verte.

L'interrupteur de BFO se monte entre la masse et soit la broche de la prise du panneau avant à laquelle arrive une connexion rouge, soit la douille de la prise du panneau arrière à laquelle arrive également une connexion rouge.

Il s'agit de la douille se trouvant sur le pourtour et non de la douille centrale de cette prise à laquelle arrive également une connexion rouge.

Prendre un haut-parleur avec transfo de modulation, l'impédance de ce dernier n'est pas critique et toutes les valeurs comprises entre 2 000 et 10 000 Ω conviennent. Le primaire de ce transfo se branche entre les deux douilles de la prise du panneau arrière auxquelles aboutissent des connexions noires.

Pour fixer un bouton au pignon de commande du bloc de CV, il convient d'enlever le manchon qui l'entoure. Enfoncer avec une pointe et un marteau les deux petites goupilles qui retiennent ce man-

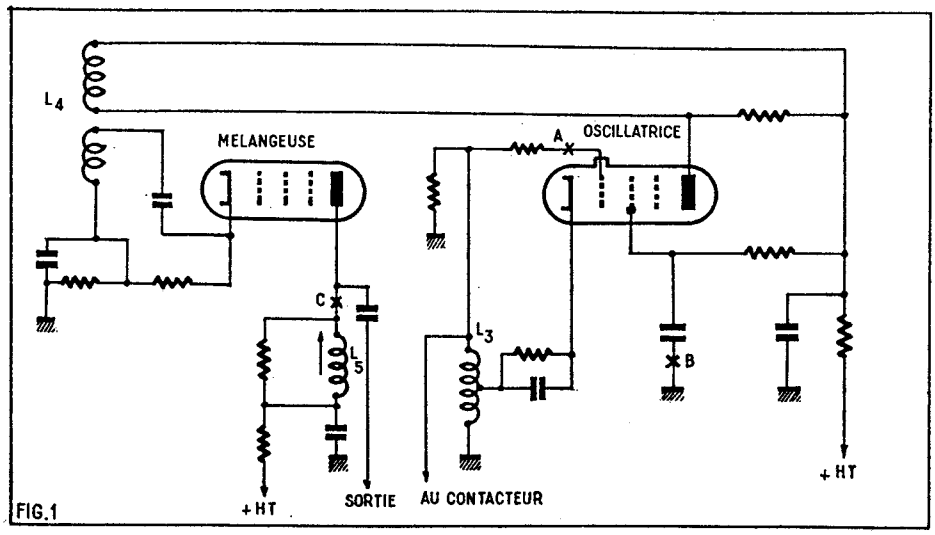


FIG.1

chon. Lorsqu'elles sont suffisamment enfoncées, le manchon se dévisse. On peut aussi enfoncer sur le pignon l'un de ces cadrans en matière plastique utilisée sur les récepteurs à transistors. Il est cependant préférable d'enlever le manchon et de fixer ensuite un raccord d'axe standard sur le pignon. Prendre un très gros bouton. Cela facilite considérablement les réglages. Fixer sur le gros bouton un petit bouton décentré faisant office de manivelle pour pouvoir passer rapidement d'une extrémité à l'autre de la bande.

La majeure partie du trafic en SSB s'effectuant pour le moment sur la bande 20 m, le populaire convertisseur RF-24 va, moyennant d'insignifiantes transformations, nous donner sans peine un excellent premier changement de fréquence pour attaquer notre BC-453. La présélection apportée par l'étage HF du RF-24 est en effet suffisante pour que les fréquences-images ne soient pas gênantes même avec une MF variable entrée 190 et 550 kHz. Cela nous permet de nous dispenser de recourir pour le moment à un triple changement de fréquence. Ce dernier serait toutefois indispensable pour éliminer les fréquences-images sur 15 et 10 m. Nous nous sommes arrangés pour que les quelques modifications apportées au RF-24 ne l'abiment en rien et pour que cet appareil puisse facilement retrouver son montage primitif.

Mettre le contacteur du RF-24 sur la position 1, c'est-à-dire celle que nous avions utilisée pour la réception du 20 m dans notre conversion de notre article en p. 53. sur les convertisseurs RF 24-25-26-27. Rappelons que nous avions ajouté un condensateur fixe de 120 pF en parallèle sur l'ajustable du circuit grille de la mélangeuse et un condensateur fixe de 60 pF en parallèle sur l'ajustable du circuit d'accord antenne.

La figure 1 montre la partie du schéma d'origine sur laquelle vont porter nos autres modifications. Nous avons figuré sur ce schéma trois coupures. La coupure (A) est facilement obtenue en enlevant le clip de grille de la lampe oscillatrice. Le laisser en l'air et n'y plus penser. Dessouder ou couper de la masse l'extrémité du condensateur de découplage d'écran de loscillatrice (coupure B). Déconnecter de la plaque de la mélangeuse et du condensateur de liaison MF l'extrémité de la self MF accordée sur 8 MHz environ.

La figure 2 montre, que nous montons une self de choc genre R 100 entre l'autre extrémité de la self 8 MHz et la plaque de la mélangeuse. Le condensateur de liaison MF peut avantageusement être portée à une valeur beaucoup plus forte que primitivement, par exemple 500 pF.

Nous prenons maintenant un autre clip de grille de lampe que nous fixons au téton de la lampe oscillatrice. Entre ce clip et la masse nous soudons une résistance de fuite de 50 k. Le clip est d'autre part soudé à un support de quartz dont l'autre extrémité est reliée à celle du condensateur de découplage d'écran de la lampe que nous avions déconnectée de la masse. Notre oscillatrice est alors transformée en un montage Pierce modifié, le quartz étant branché entre la grille de commande et l'écran.

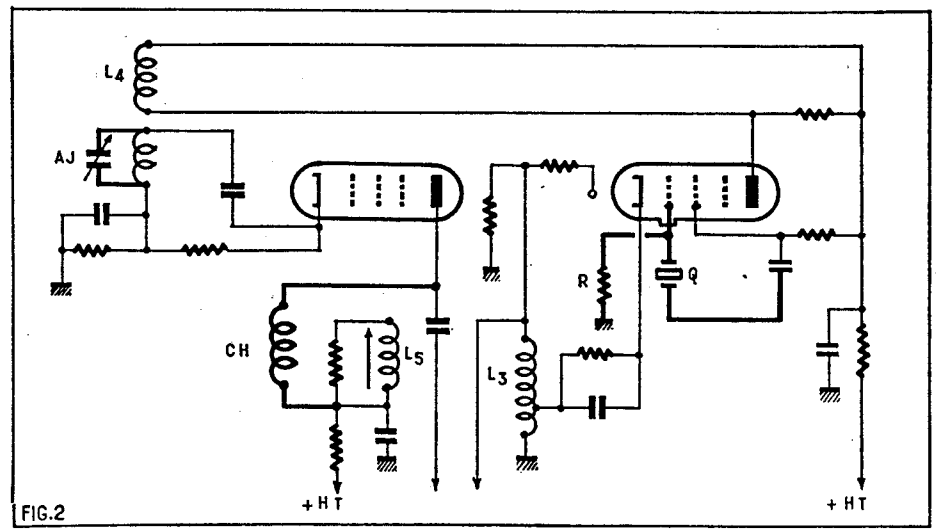


FIG.2

Enfin, entre les deux sorties du secondaire du petit transfo HF servant à l'injection de l'oscillation locale dans la cathode de la mélangeuse, nous soudons un petit ajustable de 50 pF. Ces sorties se trouvent sous le châssis dans la case de la mélangeuse.

Tout cela se réalise en quelques instants. Il ne reste plus qu'à placer un quartz de 6 900 kHz dans le support, à mettre sous tension RF-24 et BC-453, la sortie MF du premier ayant été reliée par fil blindé à la borne antenne du second et les masses des deux châssis ayant été connectées entre elles. Une fois l'antenne branchée au RF-24, les stations 20 m commencent à défiler en tournant le cadran du BC-453. Se régler sur l'une d'elles et agir sur l'ajustable (AJ) de la figure 2. On trouve un réglage sur lequel la sensibilité augmente considérablement. C'est celle qui correspond à l'accord du circuit de liaison de l'oscillatrice à la mélangeuse surl'harmonique 2 du quartz 6 900 kHz, soit 13 800 kHz.

Il ne reste plus qu'à trouver sur la bande le gargouillis indicateur d'une émission SSB et à agir avec un tournevis sur le condensateur d'accord du BFO du BC-453 — accessible par un trou dans la paroi latérale droite de l'appareil — jusqu'à ce que la parole sorte clairement intelligible. Bien entendu, cela après avoir mis le BFO en service et réduit le gain HF de l'appareil ainsi que nous l'avons précédemment indiqué. Il n'y a plus ensuite à retoucher à l'accord du BFO.

Vous aurez ainsi pour un minimum de dépense et d'effort un récepteur 20 m que la plupart des amateurs pourront vous envier. La principale difficulté est finalement de trouver le quartz de 6 900 kHz. Cette valeur se trouve encore assez facilement, mais après cet article !

Rappelons pour terminer que pour déterminer les fréquences d'oscillation locale fixe permettant de recevoir une gamme donnée avec une moyenne fréquence variable dans certaines limites, il faut effectuer les calculs suivants :

1° Faire la différence entre la fréquence la plus basse de la MF et la fréquence la plus basse à recevoir ; puis, entre la fréquence la plus élevée de la MF et la fréquence la plus élevée à recevoir ;

2° Ajouter à la fréquence la plus basse à recevoir la fréquence la plus élevée de la MF ; puis, ajouter à la fréquence la plus élevée à recevoir la fréquence la plus basse de la MF.

Etant donné que la bande 20 m est large de 350 kHz, soit 10 kHz seulement de moins que la largeur de notre MF variable, il est évident que les fréquences possibles d'oscillation locale fixe sont limitées. La règle 1 nous montre qu'elles peuvent être comprises entre 13 800 et 13 810 kHz, tandis que la règle 2 nous donne comme autre possibilité les fréquences comprises entre 14 540 et 14 550 kHz. Les quartz possibles seront donc ceux dont des harmoniques utilisables tombent entre l'une ou l'autre de ces limitées. Si on ne trouve pas de quartz répondant à ces conditions, il y a encore la possibilité de fractionner la bande 20 m en plusieurs sous-bandes, ce qui augmente le nombre des fréquences quartz pouvant faire l'affaire. Il faudra alors, avoir un quartz différent pour chaque sous-bande.

perfectionnons notre super ensemble

Le récepteur de trafic ayant fait l'objet de notre précédent article est sans aucun doute le plus simple en même temps que l'un des plus parfaits que puisse réaliser un amateur.

C'est d'ailleurs à des solutions similaires que se sont finalement ralliés nombre d'amateurs-émetteurs de par le monde qui n'avaient pas les moyens de faire l'acquisition de récepteurs dont le prix moyen avoisine le demi-million d'anciens francs : le BC-453 constitue la base de leurs ensembles de réception. Ceci explique que, même aux Etats-Unis, le BC-453 soit le seul appareil surplus dont le prix n'ait pas cessé de monter depuis la guerre. Disons tout net que 10 000 anciens francs est un prix à ne pas dépasser pour un tel appareil : autrement il vaut mieux en construire un, ce qui ne présente pas une véritable difficulté pour un amateur. A ceux qui nous demanderaient quel est à l'heure actuelle le surplus le plus intéressant pour l'amateur dans le domaine des récepteurs, nous répondrions sans hésiter qu'en dehors du BC-453 bon marché c'est un bon vieil appareil de radiodiffusion d'avant-guerre à moyennes fréquences de l'ordre de 110 à 135 kHz pouvant être facilement bricolé pour donner la grande sélectivité requise par la SSB, possédant une alimentation généreuse incorporée pouvant également servir à alimenter un ou des convertisseurs et ne demandant que l'adjonction d'un BFO et d'un détecteur de produit pour fournir la partie essentielle d'un excellent récepteur de trafic vraiment moderne. La gamme GO ou même la gamme PO peuvent servir de moyenne fréquence variable derrière un convertisseur à cristal. Le résultat sera d'autant meilleur que l'appareil sera le mieux blindé de façon à éviter la réception des stations de radiodiffusion en direct. Il faut, l'antenne non branchée, que le récepteur ne capte pratiquement rien, le volume contrôle étant poussé à fond. Certains récepteurs des années 30, blindés comme des cuirassés, sont particulièrement recommandés. Nous pensons notamment à certains appareils à ébénisterie « cathédrale ». Même si le blindage, notamment des bobinages HF, doit être augmenté, c'est chose qu'un véritable amateur doit pouvoir assez facilement réaliser. Souvent, l'insuffisance de blindage concerne les connexions assez longues allant des bobinages au contacteur : une solution radicale consiste à supprimer froidement le contacteur et à ne garder qu'une seule gamme. Il est également possible de modifier les bobinages pour que cette gamme tombe entre celle des PO et celle des GO comme celle du BC-453.

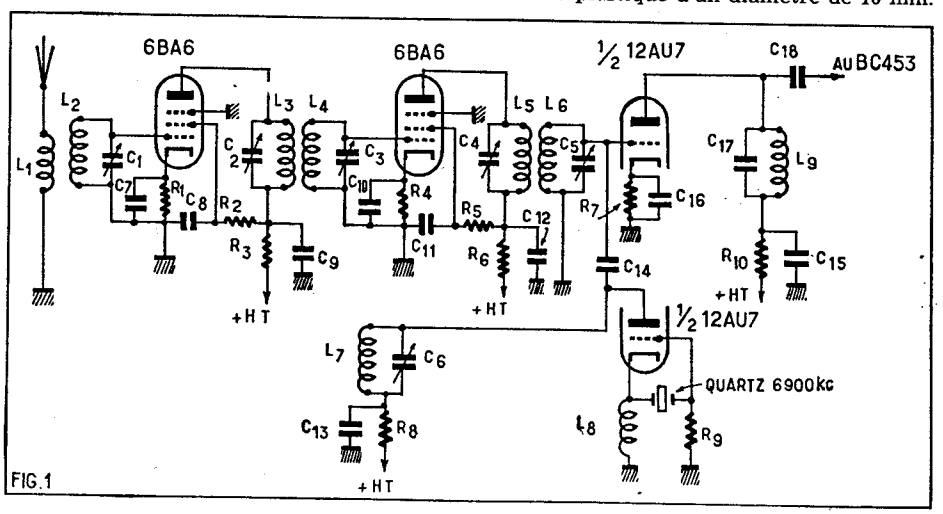
Dans la revue anglaise *Short Wave Magazine*, l'amateur australien ZL1AAX, insistant sur la stabilité mécanique et électrique très poussée nécessaire pour la réception de la SSB, ne préconisait rien moins que la suppression du contacteur de gammes d'un Super-Pro pour en faire un récepteur ne recevant qu'une seule gamme — de fréquences basses — servant de MF variable derrière convertisseur à cristal ! Nous n'irons pas jusqu'à faire nôtre une opinion aussi extrême que nous n'avons citée que pour mieux montrer que les vieux « récepteurs de trafic » vendus à prix d'or n'ont de « trafic » que le nom dont les gratifient généreusement les revendeurs, et sont tout juste bons à l'heure actuelle pour la réception des émissions de radiodiffusion en ondes courtes.

Donc, si vous n'avez pu dénicher un BC-453, pensez au vieux poste de T.S.F. Et si vous n'avez pas non plus un RF-24, rassurez-vous ; il est facile de réaliser de toutes pièces un convertisseur encore meilleur.

En effet, si la sensibilité du RF-24 transformé en convertisseur à cristal pour la bande 20 m est tout à fait excellente, le degré de présélection apporté par ce convertisseur, n'ayant qu'un étage HF et dont les bobinages sont à large bande passante, est un peu faible avec une MF variant de 190 a 550 kHz. Certaines fréquences-images très puissantes arrivent à passer. Ce n'est pas vraiment gênant, mais il vaut mieux les éliminer si l'on construit un convertisseur de toutes pièces.

La figure 1 donne le schéma du convertisseur vraiment idéal devant un BC-453 ou tout autre appareil couvrant une gamme de fréquences analogue. Certains amateurs utilisent en MF variable la gamme grandes ondes dont sont dotés certains appareils tels que BC-348, Super-Pro ou autres, ceci non seulement pour obtenir un maximum de stabilité mais aussi pour bénéficier d'un plus grand étalement que sur les gammes plus élevées en fréquences.

Le convertisseur proposé est sensiblement celui utilisé avec grand succès par l'amateur américain WL2WL pour son trafic SSB en mobile, dont le schéma avait paru en 1953 dans la revue des amateurs américains QST. Chacun pourra lui apporter sans inconvénient des variantes en fonction du matériel en sa possession, à condition de conserver les principes essentiels, à savoir, deux étages HF avec cinq circuits accordés. Nous avons personnellement réalisé les bobinages sur de petits tubes de produits pharmaceutiques en matière plastique d'un diamètre de 10 mm.



Les enroulements sont fixés au moyen d'une colle obtenue en faisant dissoudre dans la benzine des rognures de trolitul et en ajoutant au mélange quelques gouttes d'huile de vaseline. On peut également utiliser comme colle du rouge à ongles ! Les bobinages HF de L_1 à L_7 inclus, sont réalisés en fil 6/10 mm isolé émail, mais tout autre fil de calibre voisin ou d'isolement différent convient également pourvu que la longueur de chaque enroulement sur le mandrin soit respectée. Avec du fil plus fin il faudra laisser un certain espace entre les spires. Tous les enroulements accordés, L_2, L_3, L_4 L_5, L_6 et L_7 comportent 20 spires et leur longueur d'enroulement sur le mandrin est de 10 mm. A l'exception de L_2, qui est accordé par un petit CV de 50 pF permettant d'accorder au mieux le circuit d'entrée en fonction de l'antenne et de la partie de la bande sur laquelle on s'accorde, ils sont tous accordés par des ajustables « cloche » de 30 pF de capacité maximum. Disons tout de suite qu'avec d'aussi faibles condensateurs ajustables il vous sera peut-être nécessaire de supprimer une spire aux bobinages ou d'en ajouter une si les capacités de câblage de votre réalisation ne correspondent pas exactement à celles de la nôtre.

retour sur le RM-45 *(Suite de la page 92)*

Bande des 40 m

L_1 et L_3 : 9 spires.
L_2 et L_4 : 26 spires (3/10 coton ou émail).
L_5 : 24 spires.
L_6 : 18 spires.

Bande des 20 m

L_1 et L_3 : 6 spires.
L_2 et L_4 : 20 spires (5/10 émail).
L_5 : 18 spires.
L_6 : 12 spires.

Bande des 15 m

L_1 et L_3 : 4 spires.
L_2 et L_4 : 11 spires (5/10 émail).
L_6 : 10 spires.
L_5 : 9 spires.

Bande des 10 m

L_1 et L_3 : 3 spires.
L_2 et L_4 : 7 spires 1/2 (8/10 émail).
L_5 : 7 spires.
L_6 : 7 spires.

Bien entendu, les caractéristiques ci-dessus sont susceptibles de nécessiter de légères retouches en fonction des capacités parasites apportées par le câblage et par la position des bobines par rapport aux blindages. Nous pensons cependant qu'elles fourniront une bonne base de départ à ceux qui entreprendront la réalisation d'un bloc de bobinages pour bandes amateurs.

L_1 est réalisé sur le même mandrin que L_2, L_3 sur le même que L_4 et L_5 sur le même que L_6. L'espacement entre bobinages se trouvant sur le même mandrin est de 8 mm. La self de couplage d'antenne comporte 5 spires.

La partie modulatrice de la 12AU7 n'appelle pas grand commentaire. Le bobinage L_9 est une bobine récupérée sur un vieux transfo MF472 ou 455 kHz accordée par C_{17} sur le milieu de la gamme du BC-453, c'est-à-dire sur 375 kHz. On pourrait d'ailleurs, sans grand inconvénient, remplacer L_9, C_{17}, R_{10} et C_{15} par une simple self d'arrêt genre R_{100} ou par un bobinage de vieux transfo MF 135 kHz en tenant lieu. L'emploi d'un bobinage MF accordé peut cependant être intéressant pour compenser une baisse de sensibilité sur une extrémité de la bande reçue.

L'autre partie de la 12AU7 est d'un montage particulier. Le cristal 6 900 kHz est monté entre grille et cathode, cette dernière étant isolée de la masse du point de vue HF par une self d'arrêt L_8 réalisée en enroulant 26 spires de fil 3/10 isolé émail à spires jointives sur un mandrin de 10 mm de diamètre. On peut ainsi prélever l'harmonique 2 sur la plaque. Le bobinage L_7 est accordé sur une fréquence double de celle du quartz, c'est-à-dire 13 800 kHz. L'injection s'effectue de la plaque de l'oscillatrice à la grille de la mélangeuse par une très petite capacité, d'environ 2 pF, qui peut être réalisée en entortillant quelques tours de fil isolé venant de la plaque oscillatrice autour de la connexion grille.

Un premier réglage du convertisseur peut être réalisé en utilisant sa partie HF en présélecteur devant un récepteur de radiodiffusion accordé sur la bande 20 m. Pour cela, enlever la 12AU7 et relier l'extrémité de L_6 allant normalement à la grille de la mélangeuse, à la prise antenne du récepteur à travers une très faible capacité. Régler les condensateurs C_1, C_2, C_3, C_4 et C_5 de façon à obtenir la réception la meilleure d'une émission d'amateur stable dans la bande. Le convertisseur peut ensuite être branché devant le BC-453 et on accorde alors C_6, L_7 de façon à avoir la réception la meilleure d'une émission d'amateur dans la bande. Le fignolage définitif de l'accord du convertisseur consiste à accorder les divers ajustables, de C_2 à C_5, sur des fréquences légèrement décalées de façon à égaliser la sensibilité d'une extrémité à l'autre de la bande.

Pour les lampes indiquées les valeurs des résistances et capacités sont les suivantes :

C_1 = 50 pF variable.
C_2, C_3, C_4, C_5, C_6 = ajustable 30 pF.
C_7, C_8, C_9, C_{10}, C_{11}, C_{12}, C_{13}, C_{16} = 0,005.
C_{14} = 2 pF.
C_{15} = 0,01.
C_{17} = dépend de la valeur de L_9. Avec un bobinage de transfo MF standard, est de l'ordre de 250 à 300 pF.
R_1, R_4 = 150 Ω.
R_2, R_5 = 100 k.
R_3, R_6, R_8, R_{10} = 1 k.
R_9 = 50 k.
R_7 = 2 k.

Réception des autres bandes amateurs

Avec un tel ensemble, personne n'a rien à vous envier du point de vue réception de la bande 20 m, et vous découvrirez qu'un nombre de plus en plus important de stations françaises, d'expression française et étrangère, trafiquent en SSB et arrivent dans des conditions surprenantes. Malgré cela, l'envie vous démangera sûrement d'essayer votre appareil sur les autres bandes.

Rien de plus facile pour celle des 40 m dont l'intérêt a beaucoup diminué depuis que sa réduction à une largeur de 100 kHz y occasionne un QRM inextricable — et pour celle des 80 m, sur laquelle les conditions de trafic sont excellentes en SSB.

Un convertisseur on ne peut plus simple, qui peut se réduire à une triode-hexode ou heptode montée suivant le schéma de changement de fréquence classique sur tous les récepteurs de radiodiffusion, fait l'affaire. Mettre une self d'arrêt à la place de l'enroulement primaire du premier transfo MF et relier la plaque de la mélangeuse, à travers une capacité de l'ordre de 500 pF, à la borne antenne du BC-453. A la place du bobinage oscillateur classique, brancher un quartz entre la grille et la plaque de la partie triode, la plaque étant alimentée en HT par une résistance de l'ordre de 30 kΩ tenant en même temps lieu de self d'arrêt HF. La triode est donc montée en oscillateur Pierce. Le seul circuit accordé sera celui de la grille de commande de la modulatrice. Un CV de 450 à 500 pF permet d'obtenir l'accord sur 40 et sur 80 m avec une self unique. Cette self pourra être constituée par 45 spires bobinées sur une longueur de 20 mm sur un mandrin de 10 mm. Sur l'extrémité du bobinage devant être mise à la masse, on bobinera, après interposition d'une couche de chatterton, la bobine de couplage d'antenne constituée par 6 spires jointives.

Un tel convertisseur donne de bons résultats. Ces derniers sont excellents si ce simple changement de fréquence est précédé d'un étage HF accordé. Une solution de facilité analogue à celle qui nous avait fait adopter le RF-24 consiste à prendre un vieux récepteur pas trop encombrant couvrant les bandes 40 et 80 m, à alimenter la plaque de sa mélangeuse à travers une self d'arrêt, à la relier à la prise antenne du BC-453 et à monter un oscillateur Pierce comme précédemment indiqué. Toutes les lampes du récepteur sont naturellement enlevées à l'exception de celles servant en HF et en changement de fréquence. Nous avons notamment réalisé cette petite modification sur un R-61, appareil ne répondant plus du tout aux conditions actuelles du trafic, et l'avons ainsi transformé en un excellent convertisseur. A la place de l'ancienne prise d'alimentation sur le panneau avant, nous avons monté un support de quartz. Les connexions entre celui-ci et la lampe changeuse de fréquence sont assez longues mais cela n'en marche pas moins. Ce convertisseur permet non seulement de recevoir les bandes 40 et 80 m, mais aussi, en utilisant des quartz convenables, toutes les fréquences comprises entre 2 500 et 10 000 kHz. Il permet, par la même occasion, de vérifier l'activité des quartz surplus de notre collection.

Si vous avez bien digéré nos précédentes explications sur la SSB, *vous vous souvenez sans doute que nous vous avons dit que les amateurs utilisaient la bande latérale supérieure sur les bandes des* 10, 15 *et* 20 *m, et la bande latérale inférieure sur* 40 *et* 80 *m.*

Cela signifie que, si sur toutes les bandes l'oscillateur local du convertisseur était de fréquence plus basse que celles de la bande à recevoir — comme c'est le cas pour notre convertisseur 20 m sur lequel nous utilisons une fréquence d'oscillation de 6 900 kHz × 2 = 13 800 kHz pour recevoir des fréquences comprises entre 14 000 et 14 350 kHz — il nous faudrait obligatoirement retoucher l'accord du BFO du BC-453 chaque fois que nous passerions de 20 m à 40 ou 80 m, et inversement. Etant donné que le BFO se règle avec un tournevis, ce serait loin d'être pratique. *Un moyen simple permettant de conserver le même accord du BFO pour la réception SSB sur toutes les bandes consiste à utiliser pour les bandes* 40 *et* 80 *m des quartz dont la fréquence soit plus rélevée que celles de la bande à recevoir.* Il se produit ainsi un renversement des bandes latérales dans le changement de fréquence évitant d'avoir à effectuer ce renversement sur l'accord du BFO. C'est ainsi que nous utilisons par exemple un quartz de 7 550 kHz pour la bande 40 m et un autre de 3 995 kHz pour la bande 80 m. Le seul inconvénient est que sur ces bandes à une augmentation des fréquences lues sur le cadran du BC-453 correspond une diminution des fréquences effectivement reçues alors que sur 20 m les fréquences reçues augmentent en même temps que celles lues sur le cadran du récepteur. Ce n'est pas bien gênant et le procédé mérite d'être retenu.

Comment se supprime la porteuse en émission SSB

Après avoir montré dans nos précédents articles les problèmes que pose la réception d'une émission sans porteuse et la façon de les résoudre simplement, la question vient naturellement à l'esprit : comment élimine-t-on la porteuse à l'émission ?

A vrai dire, il ne s'agit pas à proprement parler de supprimer la porteuse mais de la réduire considérablement de façon à ce que son amplitude devienne négligeable par rapport à celle des bandes latérales renfermant la puissance utile.

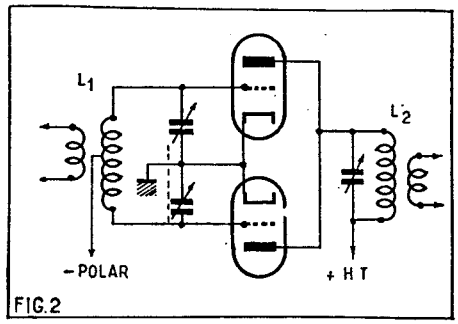


FIG.2

Les montages permettant d'obtenir ce résultat ont reçu le nom de « modulateurs équilibrés » (en anglais : balanced modulators). Il en existe une assez large variété. Cependant, pour la clarté de nos explications et en vue de l'utilisation pratique à laquelle nous voulons arriver, nous allons examiner celui dérivé du classique montage push-pull, dont les propriétés comme doubleur de fréquence sont assez connues des amateurs émetteurs. La figure 2 montre le schéma d'un tel montage. Les deux lampes, identiques, sont montées comme en push-pull, à cette différence près que les plaques, au lieu d'être montées en opposition comme les grilles, le sont en parallèle. La self à prise médiane L_1 est attaquée par un signal de fréquence donnée — provenant par exemple d'un étage pilote cristal ou VFO. La self plaque au contraire est accordée sur une fréquence double de celle de L_1. Comme les grilles sont attaquées en opposition de phase, lorsque l'une des lampes reçoit une alternance positive et que de ce fait son courant plaque augmente, l'autre reçoit une alternance négative et n'a pas de courant plaque. En effet, la polarisation des lampes est réglée au voisinage de la classe B, c'est-à-dire au point où en l'absence d'excitation le courant plaque commence seulement à se manifester. Donc, quand l'une des lampes travaille l'autre se repose. Le circuit plaque L_2 est donc attaqué deux fois par période de sorte que la fréquence de sortie est double de celle appliquée aux grilles. Au contraire de tous les amplificateurs d'harmoniques, qui ne délivrent qu'une fraction de la puissance qui leur est appliquée, le montage push-pull amplifie avec un excellent rendement. Il ne peut toutefois servir utilement qu'à doubler la fréquence qui lui est appliquée.

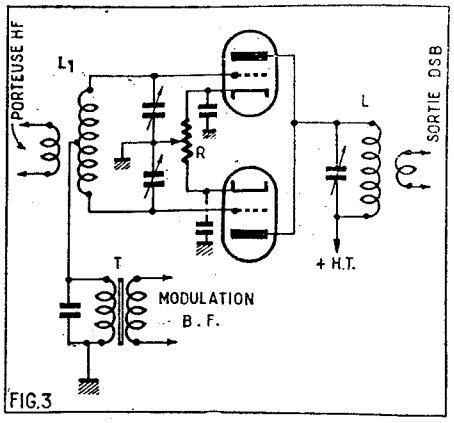


FIG.3

Supposons maintenant que nous accordions L_2 sur la même fréquence que L_1. Si le circuit plaque a un Q assez élevé pour bloquer l'harmonique 2 de la fréquence appliquée à L_1, cette fréquence ne se retrouvera pratiquement pas à la sortie et son harmonique 2 sera également à peu près éliminée. Mais si nous coupons le chauffage de l'une des deux lampes, l'autre se conduira en amplificatrice sans que son entrée en auto-oscillation soit à craindre. En effet, les capacités internes de la lampe éteinte neutrodynent automatiquement celles de la lampe restant en service. Nous verrons par la suite tout le parti que l'on peut tirer de ce fait.

Le modulateur équilibré

Nous avons précédemment montré que la modulation d'un signal HF par un signal BF est un changement de fréquence comme un autre. Cela veut dire que si, par exemple, on module un signal HF de 1 000 kHz par un signal BF de 1 kHz, on recueillera à la sortie de ce changement de fréquence le signal 1 000 kHz ainsi que deux nouveaux signaux, l'un de 99 kHz et l'autre de 1 001 kHz. C'est ce qui se produit en modulation d'amplitude classique. Le signal d'origine de 1 000 kHz de notre exemple correspond à la porteuse que nous voulons éliminer et les signaux de 999 kHz et de 1 001 kHz aux bandes latérales que nous voulons conserver pour obtenir une émission à double bande-latérale et sans porteuse, couramment désignée par l'abréviation anglaise DSB (Double Side Band) que nous utiliserons dorénavant pour plus de facilité. Pour supprimer la porteuse et n'avoir que les bandes latérales, au lieu d'un modulateur classique nous utilisons un modulateur équilibré. La figure 3 montre le schéma d'un tel montage dont l'analogie est évidente avec le doubleur de fréquence push-pull de la figure 2. Nous avons représenté un potentiomètre R entre les cathodes et la masse. Son utilité est non seulement d'assurer la polarisation des lampes mais surtout de permettre d'équilibrer parfaitement le

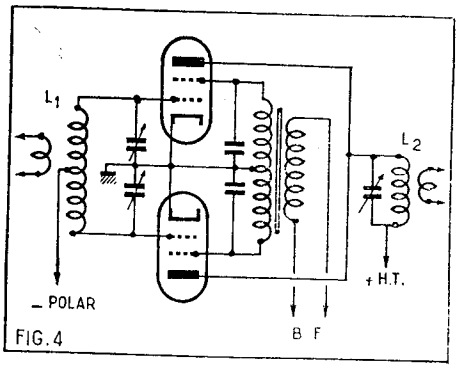


FIG.4

encore un convertisseur à quartz

Réalisation d'un convertisseur OC à quartz

Notre lecteur, M. M. C... de Saumur nous a fait parvenir la description de sa réalisation d'un convertisseur à quartz qui, dit-il, lui donne véritablement satisfaction :

Inutile d'analyser le schéma, suffisamment clair et dont toutes les valeurs sont indiquées. Il me semble pourtant opportun d'insister sur quelques détails essentiels :

1. — La polarisation de la 6AK5 est assez critique pour concilier bonne sensibilité et absence de souffle, c'est pourquoi j'ai fait cette polarisation réglable par un potentiomètre bobiné de 5 000 Ω en série avec une résistance de même valeur. Dans mon cas particulier, j'obtiens une polarisation correcte avec 7 500 Ω environ, mais il suffirait sans doute de changer la lampe ou même la tension plaque pour que cette valeur ne convienne plus. D'où l'utilité du potentiomètre.

2. — La sélection des harmoniques est indispensable pour obtenir de bons résultats et même lorsqu'on utilise la fondamentale du cristal, il peut y avoir intérêt à accorder le circuit plaque de l'oscillatrice.

montage. Nous avons aussi intercalé, entre le retour du point milieu de L_1 et la masse, un transformateur BF attaqué par un ampli de modulation. Enfin, contrairement à ce qui a lieu pour le montage doubleur, la self plaque L_2 est accordée sur la même fréquence que L_1, c'est-à-dire sur celle de la porteuse à éliminer.

Que va-t-il se passer ? En l'absence de modulation BF, la fréquence F de la porteuse HF appliquée en push-pull aux grilles se trouve transformée à la sortie en une fréquence 2F. Mais, étant donné que le circuit-plaque est accordé sur la fréquence F, la porteuse se trouve annulée. Si maintenant on applique une modulation BF, étant donné que la self L_1 ne présente aucune impédance aux fréquences BF, on peut considérer que la modulation est appliquée aux grilles en parallèle. Autrement dit, les deux grilles vont devenir simultanément plus ou moins positives au rythme de la modulation. Mais ce rythme est de fréquence beaucoup plus basse que celui de la porteuse HF, rendant alternativement chacune des grilles positives. Le résultat est un déséquilibre du montage et l'on recueille sur le circuit-plaque des signaux correspondants à F ± BF. Soit deux bandes latérales sans porteuse. Le modulateur équilibré peut être considéré comme un commutateur électronique qui coupe et laisse passer la porteuse au rythme de la modulation.

La figure 4 présente une variante du précédent montage utilisant des tétrodes on pentodes au lieu de triodes. La modulation BF, au lieu d'être appliquée sur les grilles de commande, est appliquée en push-pull sur les grilles-écran. On remarquera que ces dernières ne sont pas alimentées en haute tension. Le transfo de modulation doit avoir un rapport primaire-secondaire d'au moins un tiers et de préférence sensiblement plus élevé. C'est, en effet, la modulation BF qui applique alternativement une tension positive sur l'écran de l'une ou l'autre lampe.

En effet, bien que les quartz de la série FT-243 soient en général très bons, on peut cependant tomber sur des exemplaires peu nerveux et dans ce cas il est avantageux de faire appel à la résonance. Par contre on peut aussi avoir un quartz de qualité exceptionnelle et, à cet effet, j'ai prévu une quatrième position du contacteur de l'oscillatrice, mettant en circuit une simple résistance de 10 000 Ω au lieu d'une self.

3. — L'injection de la tension HF de l'oscillateur sur la modulatrice doit pouvoir être dosée et ne se faire qu'en un point déterminé du circuit modulateur. C'est pourquoi dans ma réalisation la lampe 6BA6 oscillatrice est sur un petit châssis spécial séparé du reste de l'ensemble par une plaque d'aluminium formant blindage (voir figures 1 et 3).

Le couplage se fait par un simple fil isolé sous plastique qui, partant de la plaque de la 6BA6 oscillatrice, vient s'enrouler quatre fois sur la tige filetée d'une borne du CV d'accord. C'est ainsi que j'obtiens les meilleurs résultats.

4. — Enfin, blindage de tout l'ensemble. Comme pour tous les récepteurs, il y a intérêt à n'appliquer à l'étage d'entrée que ce qui est capté par l'antenne, aussi ai-je placé tout l'ensemble dans une boîte formant blindage et ceci nous amène à entrer dans les détails de la construction proprement dite.

A la campagne et dans les petites villes de province où nous n'avons pas les ressources de la capitale, il faut se débrouiller. J'ai donc utilisé pour contenir mon appareil une boîte à biscuits en fer blanc, format 23 × 21 × 13 cm. Je l'ai toutefois renforcée avec de la tôle d'alu de 6 mm, et aux angles avec de la cornière d'alu, le tout fixé avec de petites vis Parker faciles à trouver. Si l'on peut trouver de l'alu « façon martelé » on réalise ainsi un coffret d'un très bel effet et suffisamment rigide. Mais la boîte elle-même ne sert que de blindage et c'est son couvercle qui porte tout l'ensemble. A cet effet il est doublé intérieurement par une plaque de bakélite de 3 mm d'épaisseur (pour la rigidité) et extérieurement, par une plaque d'alu (pour le coup d'œil). Examinons la figure 2 qui représente la face extérieure du couvercle : nous voyons en haut à gauche la borne entrée isolée par des rondelles de stéatite, à droite la sortie coaxiale, au milieu le cadran du CV d'accord et son bouton démultiplicateur. Ce CV est un ancien Pival datant de 1925 environ. Sa capacité est de 500 pF et il est isolé au quartz. Impropre aux réalisations modernes, il convient parfaitement dans ce cas particulier. A droite nous voyons le support octal destiné à recevoir le quartz utilisé. Le changement se fait très rapidement. A la partie inférieure, nous voyons le CV et le contacteur de sélection d'harmoniques. Le CV est de 250 pF et le contacteur un Jeanrenaud M9H à un circuit et quatre positions. En bas et à gauche, une borne « masse ». Sur cette figure 2 nous voyons également la cornière d'aluminium qui renforce et habille le pourtour du couvercle.

La figure 3 représente l'envers du couvercle et nous montre la disposition des différents organes. Immédiatement sous le CV, nous trouvons une plaque d'isorel (20 × 11 cm — épaisseur 4 min) doublée

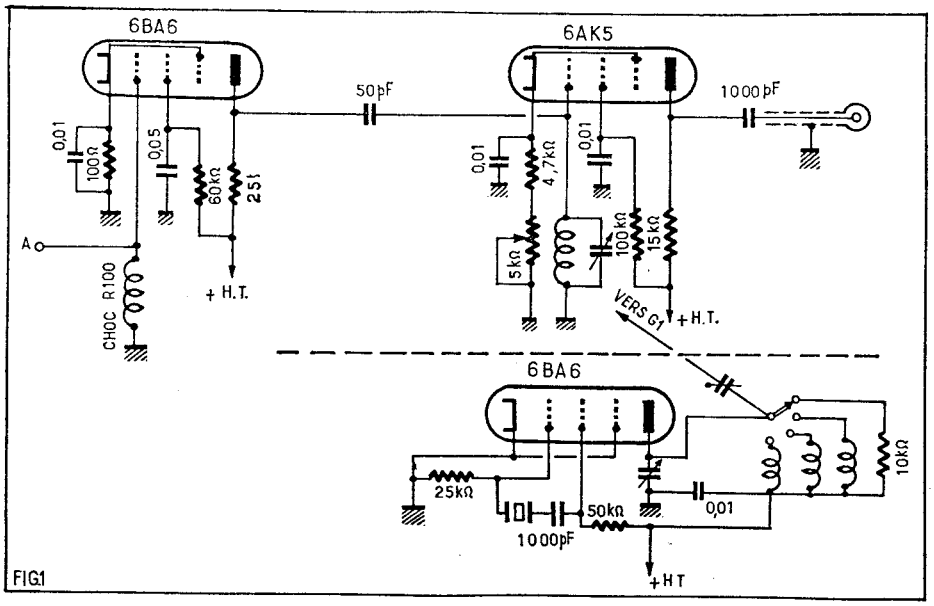


FIG1

d'aluminium (voir aussi figure 4) et supportant la 6BA6 HF, les douilles pour la self d'accord, la lampe 6AK5 et le potentiomètre de 5 kg. On y trouve aussi les trois bornes d'alimentation. Cette plaque est fixée au couvercle par deux petites consoles d'aluminium. En bas à gauche, une autre petite plaquette supporte la 6BA6 oscillatrice. Elle est fixée au panneau avant par un petit bout de cornière. Un blindage, figuré en pointillé, sépare les deux plaques supports mentionnées ci-dessus. Enfin, tout en bas, une petite barrette en bakélite HF munie de six cosses supporte les trois selfs de sélection des harmoniques. Le condensateur qui accorde ces selfs est un 250 pF à air, mais un modèle à diélectrique solide de même capacité conviendrait également, l'accord n'étant pas rigoureux. Un 500 pF conviendrait aussi et permettrait de n'employer que deux bobines. Nous voyons également sur la figure 3 qu'un câble coaxial est fixé à la prise. L'autre extrémité de ce câble est reliée par un condensateur de 1 000 pF à la plaque de la 6AK5 et le plus près possible de cette dernière.

Reste la question des bobinages. Il existe mille façons de faire un bobinage d'une valeur donnée. Voici, à toutes fins utiles, les caractéristiques de ceux utilisés pour la sélection des harmoniques, tous étant réalisés sur un tube bakélite de 14 mm de diamètre :

a) 2 à 5 MHz — 40 spires jointives, fil 3/10 deux couches soie ;

b) 4,5 à 10,5 MHz — 22 spires, gl 3/10 deux couches soie, longueur 22 mm ;

c) 9 à 28 MHz — 7 spires fil 10/10 sur longueur de 15 mm.

En ce qui concerne l'accord, les bobinages sont interchangeables. Pratiquement, un seul est utilisé car il couvre de 6 à 23 MHz plage la plus intéressante. Voici ses caractéristiques :

Diamètre 35 mm, longueur 15 mm. Nombre de spires 5 en fil 10/10 émail.

Deux autres bobinages ont été réalisés :

Gamme 3 à 8 MHz, diamètre 30 mm, 15 spires jointives 55/100 soie.

Gamme 10 à plus de 30 MHz : diamètre 30 mm, longueur 20 mm, fil 20/10 sans support.

Les deux premiers bobinages sont réalisés sur culots de lampes anciennes à quatre broches.

Si aucune erreur n'a été commise, l'appareil doit fonctionner du premier coup. Cependant un étalonnage préalable des circuits d'accord et de sélection d'harmoniques facilite les choses. Cet étalonnage n'a pas besoin d'une grande précision et peut se faire avec un grid-dip. En ce qui me concerne, le fonctionnement fut presque immédiat, la polarisation rapidement réglée. L'ajustage de l'injection de l'oscillation locale fut un peu plus long mais, même imparfait, il n'empêchait pas la réception.

Le récepteur servant de moyenne fréquence variable derrière le convertisseur est également de construction maison. Il comporte une changeuse 6K8, une MF 6M7, une détectrice préampli EBF2, une BF de puissance EL3N, une écréteuse 6AL5 et une 6SN7 BFO et S-mètre. La MF est de 120 kHz. L'appareil comporte trois gammes de réception : 1 230 à 1 680 kHz — 3 à 5 MHz et 5 à 10 MHz. C'est la première de ces gammes que j'emploie car elle fournit la plus grande amplification, elle ne compte rien par elle-même et l'étalement est très grand.

Encouragé par ces premiers essais, j'ai voulu obtenir mieux et c'est là qu'intervient l'astuce dont j'ai parlé au début de cet article. Mon antenne, assez médiocre, consiste en un seul fil d'une dizaine de mètres extérieur, prolongé d'autant à l'intérieur. J'ai tout simplement adapté cette antenne au moyen d'un circuit Collins (figure 5). La différence est surprenante tant pour le gain que pour l'augmentation de présélection. Faisant l'écoute au casque derrière la préamplificatrice BF du récepteur, je ne mets le potentiomètre de gain BF qu'à mi-course tellement la réception est puissante et j'ai dû retirer l'EL3N qui faisait trop de bruit dans l'appartement. Bien entendu, le récepteur fonctionnant en MF variable est blindé et relié au convertisseur par 50 cm de câble coaxial et lorsque l'antenne est débranchée on ne reçoit pratiquement rien.

Le bobinage du circuit Collins se compose de cinq selfs réalisées en fil de 10/10 sur mandrin de 25 mm. Les quatre premières bobines à partir de l'antenne sont réalisées à spires jointives et comportent six spires chacune. L'autre bobine, à spires espacées, comporte sept spires avec prise à la quatrième spire à partir de l'extrémité reliée au CV.

Quelques mots maintenant sur les réglages. Beaucoup d'amateurs reculent devant les prétendues complications du circuit Collins. Il n'y a vraiment pas de quoi et quelques minutes d'essais en apprennent plus que des pages d'explications. Lorsque

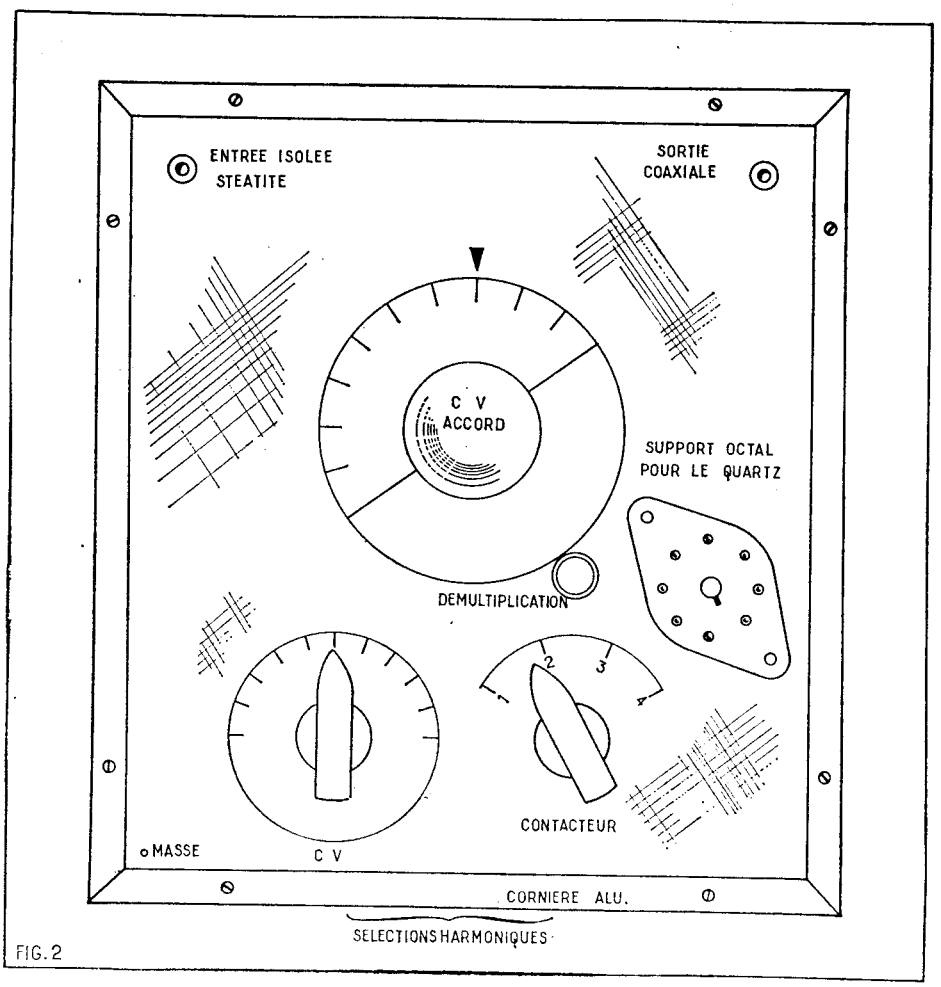


FIG. 2

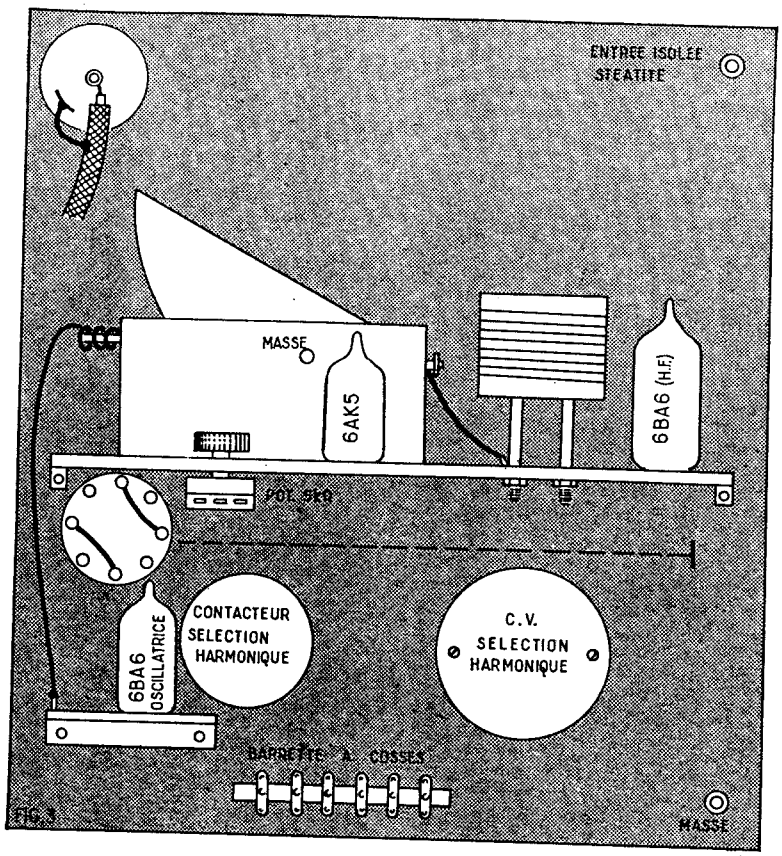


FIG.3

le bon réglage est trouvé, inutile de le retoucher, il est correct pour toute une gamme. Le réglage du circuit d'accord ne demande pas non plus une très grande précision et, même avec un CV de 500 pF, on peut se passer de démultiplicateur si on a la main légère. Il n'est pas besoin, là non plus, de retoucher constamment le réglage pour une gamme déterminée. On notera cependant que l'accord est plus pointu sur les bandes 3,5 et 7 MHz que sur les bandes de fréquences supérieures. Quant à l'accord du circuit de sélection d'harmoniques, il est des plus faciles : il suffit de raisonner un peu pour savoir sur quelle fréquence l'accorder, cette fréquence étant fonction de la bande à recevoir, de la valeur de la MF variable et du quartz utilisé.

Résultats obtenus. Bien entendu de très nombreuses stations de radiodiffusion sur ondes courtes sont puissamment reçues, mais ce sont généralement des stations puissantes et cela ne constitue pas une performance. C'est surtout sur les bandes d'amateurs que l'on se rend compte de la sensibilité de ce mode de réception. Par exemple, sur la bande des 40 m, lorsque la propagation est normale, on reçoit fortement les stations d'amateurs de France et des pays environnants en téléphonie pendant toute la journée. Un jour j'ai très bien reçu une station finlandaise et une esthonienne qui lançaient un appel en français sur 7 MHz, mais par contre, ce jour-là, les stations françaises et des pays voisins n'étaient pas entendues. Caprices de la propagation ! En télégraphie sur cette même bande on reçoit toute l'Europe de jour et des stations très éloignées la nuit, des Américains notamment.

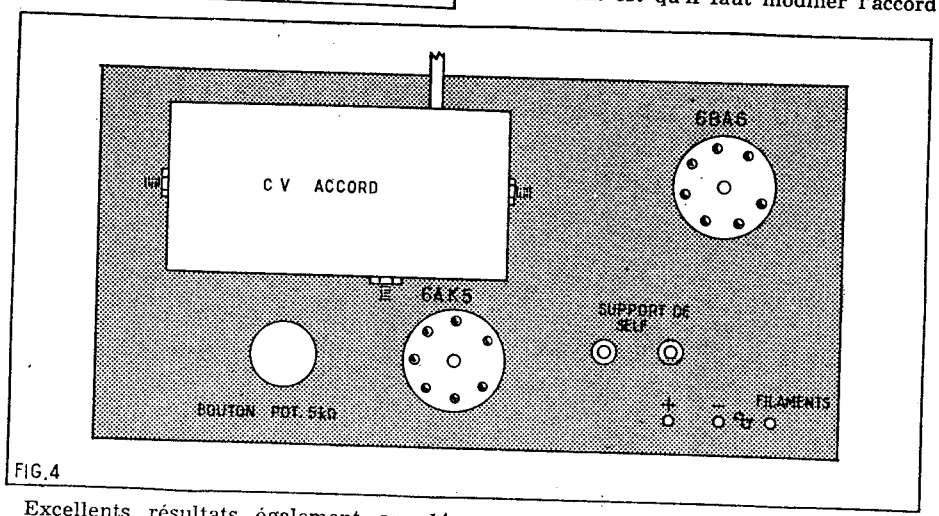


FIG.4

Excellents résultats également sur 14 et 21 MHz. En télégraphie on peut recevoir très puissamment des stations situées aux antipodes, VK, ZL, etc. En téléphonie, de nombreuses stations sont aussi reçues mais il faudrait être polyglotte pour les identifier. Il m'est cependant arrivé d'entendre des émissions d'amateurs en français provenant d'A.E.F. et du Congo Belge. J'ai moins écouté les bandes extrêmes 3,5 et 28 MHz mais je puis vous dire que les résultats y sont aussi excellents ».

Nous nous bornerons à formuler les observations suivantes :

— L'idée de réaliser un étage HF apériodique est excellente pour un début, comme le fait justement remarquer notre correspondant. Cela permet de s'affranchir d'un réglage pendant qu'on réalise les autres. Cependant, ainsi que nous l'avons maintes fois souligné, il est essentiel qu'un convertisseur ait la plus grande présélection possible ; c'est d'ailleurs ce qu'a réalisé notre lecteur en adjoignant un circuit Collins à son convertisseur. Une solution intermédiaire que connaissent bien certains vieux des ondes courtes mais qu'ignorent probablement les jeunes, consiste à utiliser un circuit d'entrée semi-apériodique. Autrefois, on utilisait à la place de la self de choc de la figure 1 *un simple rhéostat bobiné dont le curseur était relié à la masse et l'une des extrémités à la grille.* Le bobinage du rhéostat — généralement du type qui servait jadis à ajuster la basse tension des lampes batteries — se comporte comme une self que l'on peut accorder — vaguement — sur la fréquence reçue en agissant sur le curseur. L'accord peut être rendu plus précis en intercalant un petit condensateur fixe de quelques picofarads entre l'antenne et la grille de la lampe HF. Une solution encore meilleure est offerte par les selfs rotatives à curseur que l'on trouve sur certains émetteurs surplus, notamment sur ceux de la série Command Set.

Avec une telle self à roulette on peut même réaliser un circuit véritablement accordé — en mettant en parallèle un petit condensateur fixe — pouvant couvrir sans commutation toute la gamme des ondes courtes.

— La 6AK5 étant une lampe à forte pente fixe, il serait peut-être intéressant de pouvoir ajuster sa tension écran plutôt que sa polarisation.

— Pour celui qui ne s'intéresserait qu'à la réception des bandes amateurs. le CV de sélection d'harmoniques ne s'imposerait pas. Il suffirait d'accorder par un ajustable chacune des bobines du circuit plaque.

— Le circuit Collins — de même que tous les autres systèmes de couplage d'antenne — est une excellente solution. L'inconvénient est qu'il faut modifier l'accord

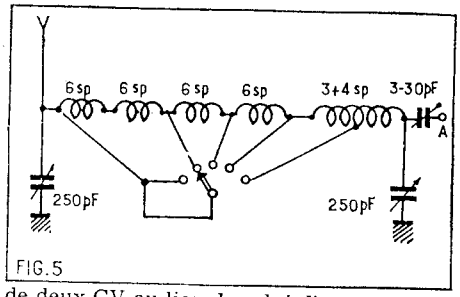


FIG.5

de deux CV au lieu de celui d'un seul avec un circuit classique lorsqu'on passe d'une bande à l'autre. Il est vrai que l'amateur n'est pas rebuté par les réglages, loin de là !

les tuning units des BC-375 et 191

L'intérêt des surplus du simple point de vue de la récupération du matériel est particulièrement grand dans le domaine de l'émission d'amateur.

En effet, la plupart des émetteurs surplus utilisent des pièces de très haute qualité dont l'équivalent neuf coûterait des prix prohibitifs. Force est toutefois de constater que ceux qui les ont conçus ont tiré un bien mauvais parti de ce matériel extraordinaire, car les défauts des émetteurs surplus sont beaucoup plus imputables à leur conception théorique qu'à leur réalisation souvent impeccable.

Le défaut le plus général est le manque de pilotage. La plupart de ces appareils sont en effet du type MO-PA (auto-oscillateur immédiatement suivi d'un étage de puissance HF). L'entraînement du maître-oscillateur par le PA donne une porteuse instable, d'où une modulation atrocement déformée en téléphonie et la perturbation semée sur une gamme étendue de fréquences. Dans certains cas, lorsque le maître oscillateur n'oscille pas sur la même fréquence que le PA, on arrive assez facilement à remédier à ce défaut en stabilisant la haute tension appliquée à la lampe pilote et en intercalant un étage tampon entre le maître-oscillateur et le PA. Une telle solution, très simple à réaliser puisque la lampe tampon est d'un type miniature et que son montage apériodique ne requiert aucun circuit accordé, donne parfois d'excellents résultats, notamment avec les « Command Transmitters » (T18/ARC5, T19/ARC5, RC696, T20/ARC5, BC457, T21/ARC5, T22/ARC5 et BC459). Malheureusement, ce serait plutôt là l'exception qui confirme la règle. Souvent il y a impossibilité matérielle à appliquer cette solution qui, par ailleurs, se révélerait à peu près inopérante. Tel est le cas notamment lorsque la lampe du PA — ou plutôt les lampes du PA, car très souvent il y a deux lampes montées en parallèle — nécessitent une excitation grille généreuse. Pour donner cette excitation, le maître-oscillateur doit travailler à puissance assez élevée, ce qui rend son instabilité rédhibitoire. C'est notamment le cas en ce qui concerne les BC375, BC391, Marconi T1154 et autres du même genre.

On notera au passage que ces appareils emploient des lampes de types anciens nécessitant, pour donner un rendement acceptable, une haute tension élevée et, de ce fait, tout à fait à déconseiller à l'amateur. Il est, en effet, parfaitement stupide d'avoir une véritable petite usine électrique pour obtenir une puissance dans les limites de l'autorisation de l'émission d'amateur qui pourrait être donnée beaucoup plus simplement et plus économiquement par des lampes plus modernes ne nécessitant qu'une haute tension moitié moindre. En effet, ce qui est coûteux, ce n'est pas tant l'émetteur proprement dit — qu'il soit d'origine surplus ou réalisé de toutes pièces par l'amateur — que son alimentation et sa modulation. Une haute tension de 500 V environ est amplement suffisante pour un émetteur d'amateur et peut être réalisée comme celle d'un récepteur en utilisant une valve classique telle que la 5Z3 ou ses variantes plus modernes. Par contre, lorsque l'on veut dépasser sensiblement cette tension, il faut avoir recours aux valves à vapeur de mercure, source de nombreuses pannes. Plus la tension augmente, plus les risques de claquages divers augmentent, ainsi d'ailleurs que celui d'électrocution mortelle de l'opérateur.

Et même, à supposer tous ces problèmes résolus, il est d'autres objections sérieuses à l'utilisation d'émetteurs surplus. Les divers éléments d'une station d'amateur émetteur doivent être facilement accessibles de façon à permettre sans difficulté toutes les transformations et tous les essais. La construction tassée des émetteurs surplus ne satisfait généralement pas cette condition. Dautre part, pour effectuer des essais qui risquent souvent de modifier l'accord des circuits oscillants, il est nécessaire que les condensateurs variables ne soient pas en ligne comme cela est souvent le cas sur les émetteurs surplus.

Dans la grande majorité des cas, la conversion d'un émetteur surplus s'effectue en deux phases : 1° faire table rase de tout le câblage ; 2° monter quelque chose de nouveau en utilisant au maximum les pièces récupérables, sur le châssis s'il s'y prête, ou sinon sur un nouveau châssis. En fait, sur un émetteur, il n'y a pas grand-chose à récupérer comme pièces électriques en dehors des lampes, des CV, des selfs et, parfois, des appareils de mesure. Les pièces mécaniques sont souvent celles qui présentent le plus d'intérêt pour l'amateur.

Enfin, nous tenons à spécifier à l'intention des débutants en émission que nous leur déconseillons catégoriquement de chercher, comme ils ont trop souvent tendance à le faire, à effectuer leurs premiers pas sur l'air avec un émetteur des surplus. Ils ont, par contre, tout avantage à utiliser des pièces détachées de même provenance pour réaliser eux-mêmes leur émetteur et éviteront ainsi bien des déboires.

Les Tuning Units des BC-375 et BC-191

BC375 et BC191 sont identiques à cette différence près que le premier était prévu pour être alimenté par un accumulateur de 28 V et l'autre par un de 12 V. Nous ne parlerons donc que du premier, ce que nous en dirons s'appliquant bien entendu au second.

Le BC375 est un émetteur à deux étages comprenant un maître-oscillateur monté en Hartley suivi d'un PA fonctionnant en doubleur de fréquence. Chacun de ces étages est équipé de vieilles triodes de puissance VT4C (211). La puissance de sortie délivrée par le PA est de 100 W en télégraphie et de 75 W en téléphonie. L'appareil comporte un modulateur incorporé composé d'une VT25 (10), autre antique triode de puissance, attaquant un push-pull final de deux 211. L'ensemble demande une alimentation haute tension de 1 000 V sous 500 millis ! Les 211 sont, en effet, des triodes particulièrement gourmandes ; aussi l'instabilité de cet émetteur n'a-t-elle rien de surprenant quand on pense que l'une d'elles est montée en pilote et attaque directement le PA sans étage intermédiaire. Les 211 font par contre merveille en BF (quand on a de quoi les alimenter). C'est dire que le modulateur mérite considération. Un push-pull classe B de 211 alimenté sous 1 250 V délivre, en effet, une puissance modulée de 260 W ! Sur l'appareil, le modulateur était attaqué par un micro charbon qui n'était pas fait pour améliorer la qualité de l'émission. Rien n'empêche cependant de faire précéder VT25 par un étage préamplificateur de façon à pouvoir employer un micro cristal et obtenir une qualité de modulation acceptable. Donc, pour celui qui a l'utilisation d'un amplificateur BF de très forte puissance, le BC375 peut être la solution.

Mais il est un autre élément du BC375 d'intérêt beaucoup plus général. L'appareil est, en effet, prévu pour émettre de 200 à 500 kHz et de 1 500 à 12 500 kHz. Pour cela, il utilise de remarquables tiroirs blindés — à la manière du HRO ou du R135 — renfermant les selfs et condensateurs d'accord du pilote, du PA et du couplage d'antenne. Ces tiroirs ou « Tuning Units » couvrent respectivement les gammes suivantes :

TU26	:	200 à	500 kHz
TU5	:	1 500 à	3 000 kHz
TU6	:	3 000 à	4 000 kHz
TU7	:	4 500 à	6 200 kHz
TU8	:	6 200 à	7 700 kHz
TU9	:	7 700 à	10 000 kHz
TU10	:	10 000 à	12 500 kHz

Certains revendeurs offrent actuellement ces tiroirs à un prix inférieur à 20 francs. A ce prix, mais pas plus cher, ils présentent un grand intérêt pour les amateurs. Non seulement ils constituent le matériel de base idéal pour la construction d'un émetteur, mais encore ils se prêtent

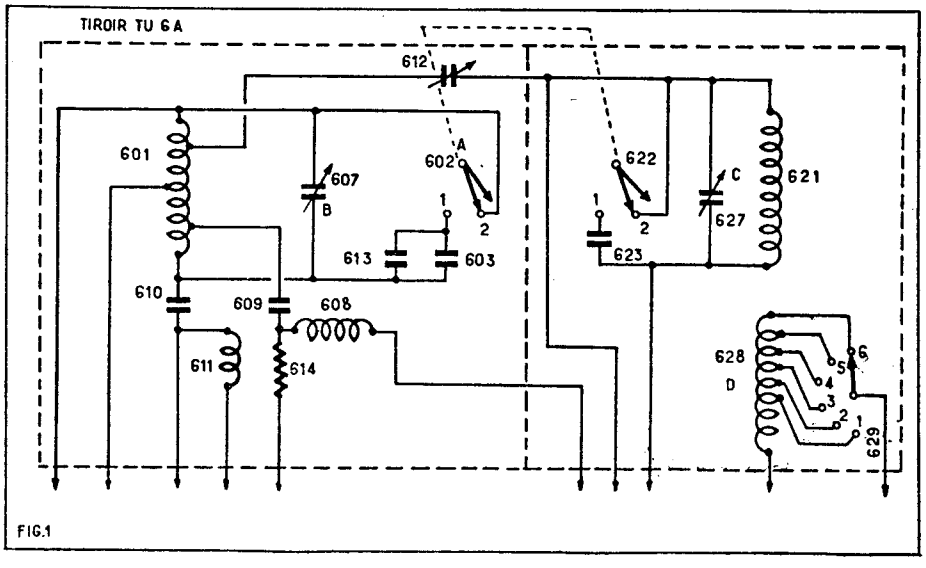


FIG.1

à quantité d'autres réalisations. Ces tiroirs peuvent, par exemple, être montés sur un rack, les uns au-dessus des autres, chacun contenant l'un des appareils qui encombrent autrement le « shack » de l'amateur. En un mot, ils permettent de résoudre le problème de la standardisation du matériel. On peut, par exemple, utiliser un tiroir pour l'alimentation, un autre pour le modulateur, un autre pour le VFO et le PA à 80 mètres, un autre pour un doubleur et PA 40 mètres, etc. Sans parler des différents appareils de mesure ou autres. La figure 1 montre le schéma de l'un de ces tiroirs, le TU6, couvrant la bande des 80 mètres. La partie gauche de ce schéma, correspondant au compartiment de gauche du tiroir en position normale, renferme le circuit d'accord du maître-oscillateur, tandis que celui du PA se trouve dans la partie droite.

Les commandes se trouvant sur le panneau avant sont les suivantes :

BAND SWITCH A : contacteur de changement de gammes du maître-oscillateur, en bas à gauche ;

MO TUNING B : cadran démultiplicateur du CV d'accord du maître-oscillateur, en haut à gauche ;

PA TUNING C : cadran démultiplicateur du CV du PA, en haut à droite ;

ANTENNA COUPLING D : contacteur permettant de choisir la prise optimum sur la self de couplage d'antenne.

Un tableau d'étalonnage se trouve au milieu du panneau avant. Il faut l'enlever pour avoir accès au condensateur de neutrodynage (612).

Les valeurs des divers éléments du schéma sont les suivantes :

601 : Self du maître-oscillateur ;
602 : Contacteur deux positions de changement de gammes (solidaire du 622) ;
603 : Condensateur 50 pF, ± 5 %, isolement 3 000 V ;
607 : CV d'accord du pilote : capacité maximum 77 pF, ± 2 %, capacité minimum 15 pF, ± 1 % ;
608 : Self d'arrêt du circuit grille du PA ;
609, 610 : Condensateurs 400 pF, ± 10 W, isolement 5 000 V ;
611 : Self d'arrêt du circuit grille du pilote ;
612 : Condensateur de neutrodynage 8 à 26 pF ;
613 : Condensateur de compensation thermique ;
614 : Résistance de blocage des oscillations parasitaires dans le circuit grille du PA : 15 Ω, 4,5 W ;
621 : Self PA ;
622 : Contacteur deux positions de changement de gammes (sólidaire du 602) ;
623 : Condensateur 50 pF, ± 5 %, isolement 3 000 V ;
627 : CV d'accord PA : 19 à 116 pF ;
628 : Self à prises de couplage d'antenne ;
629 : Contacteur de couplage d'antenne six positions.

Les valeurs des différents éléments diffèrent quelque peu suivant les tiroirs en fonction des gammes couvertes. Par exemple, sur le TU5, le contacteur de changement de sous-gammes A est à quatre positions au lieu de deux et deux condensateurs fixes supplémentaires peuvent ainsi être mis en parallèle sur chacune des deux selfs. Le CV d'accord du maître-oscillateur a une capacité maximum de 135 pF et une capacité minimum de 20 pF. Le CV du PA a une capacité de 20 à 156 pF.

Dans tous les cas, le matériel est d'une rare qualité, qu'il s'agisse des contacteurs, des CV ou des condensateurs fixes à fort isolement ou de compensation thermique. Les petits démultiplicateurs sont excellents, particulièrement celui à deux cadrans du CV d'accord du pilote. Le cadran circulaire plat, à gauche de la vis de blocage, comporte vingt-cinq divisions indiquant les centaines, tandis que les dizaines et les unités sont lues sur le vernier de droite.

Il est à noter que sur le TU6 les selfs sont montées verticalement dans chacun des compartiments du tiroir. En les montant horizontalement au-dessous des CV on peut gagner une place précieuse, par exemple pour incorporer des lampes. Le TU6 contient pratiquement toutes les pièces principales nécessaires pour réaliser un émetteur 80 mètres. Il en est de même pour le TU8 en ce qui concerne la bande 40 mètres. Les autres tiroirs peuvent cependant être facilement adaptés aux mêmes usages en modifiant leurs bobinages.

le BC-1206 récepteur surplus original

Votre ami, le chasseur de surplus, est brusquement tombé en arrêt devant une vieille connaissance : une petite boîte très légère en aluminium, de 10×112×182 mm, passablement souillée et cabossée. Sous cette minable apparence se cachait l'un des appareils les plus originaux de la production de guerre, le BC-1206, dont nous avions déjà eu l'occasion de rencontrer quelques exemplaires sur divers marchés aux puces.

Il s'agit d'un petit frère — très inférieur — du fameux « Q fiver du paresseux » BC-453, universellement recherché pour son extraordinaire sélectivité. En fait, le BC-1206 est un « ersatz » de BC-453. Sa sélectivité, sans être comparable à celle que ses deux étages moyenne fréquence accordés sur 85 Kc confèrent à ce dernier appareil, est cependant excellente, ceci grâce à l'emploi de transfos MF à haute sélectivité *accordés sur* 135 *Kc*. De ce fait, bien que l'appareil n'ait qu'un seul étage moyenne fréquence, sa sélectivité est supérieure à celle qu'il est possible d'obtenir avec des étages MF accordés sur 455 Kc. Il est donc possible de l'utiliser, tout comme le BC-453, en second changement de fréquence derrière un autre appareil pour accroître la sélectivité de ce dernier. C'est pourquoi les amateurs américains ont baptisé le BC-1206 le « Q'fiver du pauvre ».

Là ne se limite pas l'analogie entre les deux appareils. Tous deux n'ont qu'une gamme de réception : celle de la bande aviation grandes ondes. Toutefois, le BC-1206, recevant de 195 Kc à 420 Kc, couvre une gamme légèrement moins étendue (225 Kc) que le BC-453 qui reçoit de 195 Kc à 550 Kc (355 Kc). L'un et l'autre se prêtent magnifiquement à la réception de bandes OC avec un étalement considérable en les faisant précéder d'un convertisseur et en les utilisant en moyenne fréquence variable suivant le procédé à la 75 A ».

On peut également les utiliser en seconde moyenne fréquence fixe derrière un premier changement de fréquence à accord et oscillateur variables qui peut être un autre récepteur dont on désire augmenter la sélectivité.

Cependant, cette recette de cuisine est moins facilement applicable au BC-1206 qu'au BC-453, du fait du mode d'alimentation de cet appareil sur lequel nous allons nous étendre par la suite et qui rend assez compliquée sa conversion pour fonctionnement sur secteur.

Extérieurement, le BC-1206 se présente à peu près comme un « command set » en réduction. Les commandes sont accessibles sur l'un des plus petits panneaux, le montage étant effectué en profondeur. Sous le cadran qui occupe la majeure partie du panneau, se trouvent : à droite, l'axe de commande du démultiplicateur de cadran ; au centre, le jack prise de casque, et à gauche l'axe de commande du volume contrôle.

L'appareil comprend six lampes :

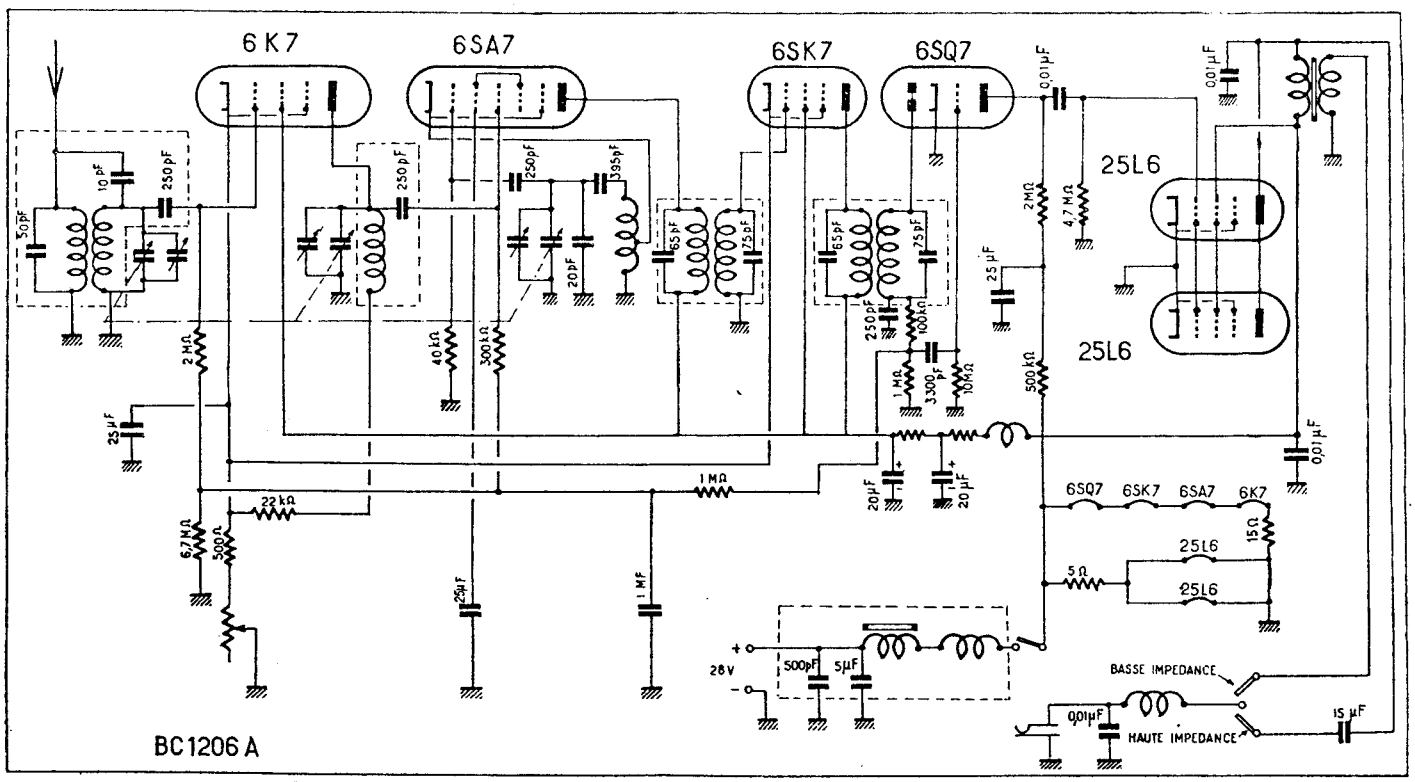
Une 6K7, haute fréquence accordée ; une 6SA7, changeuse de fréquence ; une 6SK7, moyenne fréquence accordée sur 135 Kc (il semble, d'après diverses documentations contradictoires, que certains modèles utilisent des valeurs de moyenne fréquence légèrement différentes, par exemple 142,5 Kc) ; une 6Q7, détectrice et première basse fréquence ; et deux 25L6 en parallèle constituant l'étage de puissance.

Le schéma étant très explicite, nous attirons simplement l'attention de nos lecteurs sur certains détails inhabituels, le reste étant tout à fait classique.

Les cathodes de la 6SQ7 et des 25L6 sont reliées directement à la masse, les polarisations de ces lampes étant assurées par l'utilisation de résistances de fuite de grille de valeurs très élevées. Le procédé est courant pour ce qui est des premières basses fréquences, mais son application aux lampes de puissance est tout à fait inhabituelle. Elle n'est possible que parce que la haute tension est très peu élevée. Ce fait explique d'ailleurs d'une façon générale les valeurs très fortes des résistances dans les circuits de l'appareil. Par suite de la faiblesse de la haute tension, les intensités sont extrêmement réduites. Cela explique également les capacités très fortes de découplage dont certaines sont des électrochimiques de types utilisés couramment pour les polarisations en basse fréquence. *Attention donc aux claquages pour ceux qui entreprendraient de séparer les circuits filaments et haute tension pour pouvoir utiliser une tension plaque plus élevée.* La conversion est possible, mais nécessiterait le remplacement de la plupart des condensateurs de découplage ainsi que la réduction des valeurs de pas mal de résistances et l'adjonction d'une polarisation normale pour les lampes de sortie.

Le contrôle de volume et de sensibilité est assuré par une résistance variable agissant sur la polarisation de la HF et de la MF.

Notez le circuit d'accord antenne. Le condensateur de 50 pF en parallèle sur le primaire, ainsi que celui de 10 pF reliant l'antenne au secondaire accordé, ont pour objet d'égaliser la sensibilité sur toute la gamme.



Les valeurs des condensateurs accordant les enroulements des transfos moyenne fréquence constituent une indication utile pour ceux qui voudraient réaliser des MF 135 Kc à forte sélectivité pour se monter un « Q fiver ». Une fois réalisé le bobinage s'accordant sur la fréquence avec les capacités indiquées, il n'y a plus qu'à agir sur l'écartement des bobines pour avoir la bande passante désirée.

Enfin, la source d'alimentation continue de 28 V arrrive d'une part à la masse et d'autre part à un filtre destiné à éviter les parasites d'allumage du moteur de l'avion (capacités de 500 pF et de Mfd en parallèle, self à fer et choc HF). De même, un choc HF isole les circuits haute tension de la partie haute fréquence de ceux de la basse fréquence et un autre empêche tout retour de HF sur le casque assez original pour mériter attention.

Un récepteur à lampes courantes fonctionnant sans haute tension

Voilà bien une affirmation — pourtant parfaitement exacte — propre à faire sursauter les puristes.

Il s'agissait pour les ingénieurs de l'usine « Setchell Carlson », constructeur du BC-1206, de réaliser un poste très léger et très peu encombrant propre à rendre les mêmes services sur les petits avions de chasse que le BC-453 sur les gros bombardiers. Disposant sur l'avion d'un accu de 28 V, ils auraient pu l'utiliser pour alimenter non seulement les filaments mais aussi un dynamotor ou une alimentation à vibreur pour obtenir la haute tension normale. Cela aurait présenté l'inconvénient d'accroître la consommation du récepteur, ainsi que son poids et son encombrement. Aussi ont-ils eu l'idée originale d'utiliser les 28 V continus délivrés par l'accu, à la fois comme basse et comme haute tension. L'expérience a montré que des tubes haute fréquence courants prévus pour une haute tension de 250 V se comportent encore honorablement avec une tension plaque réduite à quelque 25 V.

La principale difficulté a porté sur la basse fréquence de sortie. La puissance modulée est en effet fonction de la consommation plaque et écran de la lampe de sortie, forcément très réduite sous une haute tension aussi basse. La solution a été trouvée en montant *en parallèle* deux 25L6, lampes à fort courant plaque sous tension réduite.

Evidemment, dans ces conditions, la puissance de sortie n'est malgré tout pas bien grande : de l'ordre de 200 mW. Auditivement elle est néanmoins avantageusement comparable à celle délivrée par un poste à piles courant, utilisant par exemple une 3S4 en sortie. Si l'on songe que l'appareil était prévu pour l'écoute au casque, c'est beaucoup plus qu'il n'en fallait.

Deux impédances de sortie sont prévues (300 Ω et 4 000 Ω) pour pouvoir utiliser des casques soit à basse, soit à haute impédance. Le choix de l'impédance s'effectue à l'intérieur du châssis en raccordant le jack à l'une ou l'autre des deux prises sur le transfo de modulation.

En raccordant le jack à un haut-parleur à aimant permanent, muni d'un transfo de sortie d'impédance classique, 5 000 Ω par exemple si l'on utilise la sortie à haute impédance, on peut obtenir une réception convenable en petit haut-parleur.

L'appareil en ordre de marche ne pèse même pas un kilo et demi. Sa consommation est inférieure à un ampère sous 28 V, les filaments consommant à eux seuls 900 millis.

Quant à la sensibilité, elle est de 3 à 5 µV pour une puissance de sortie de 10 mW et le rapport signal/souffle est de 4/1, ce qui est somme toute fort honnête.

L'intérêt de ce genre de montage n'échappera pas à ceux de nos lecteurs disposant d'un accu de 24 ou 28 V (il n'est pas exclu qu'on obtienne encore des résultats intéressants avec des tensions encore plus basses), par exemple sur un bateau, sinon sur un avion de tourisme.

Faute de mettre la main sur un BC-1206, ils peuvent fort bien, avec le schéma et les renseignements que nous venons de donner, réaliser un appareil similaire, voire meilleur. Rien n'empêche, en effet, d'utiliser des bobinages de valeurs courantes dans le commerce et, en choisissant judicieusement d'autres lampes plus récentes, moins gourmandes au filament, il doit être possible de réduire sensiblement plus la consommation du récepteur.

Il y a de passionnantes recherches, et des trouvailles, à faire pour un amateur dans le domaine des lampes sous-alimentées, non seulement en haute tension, comme c'est le cas pour le BC-1206, mais aussi en basse tension (la tension plaque étant alors également réduite pour éviter le pompage de la lampe).

Comment alimenter sur secteur le BC 1206

La première idée qui vient est, puisque l'appareil présente de sérieuses analogies avec un tous-courants classique et utilise en BF des 25L6, de mettre tous les filaments en série avec une résistance chutrice appropriée. Elle ne vaut rien, car les condensateurs de découplage sont des petits chimiques du type employé pour les polarisations et claqueraient sous une haute tension d'une centaine de volts. Il faudrait également modifier les valeurs des résistances et, dans un appareil aussi exigu, cela poserait un véritable problème.

Le mieux est donc de réaliser une alimentation haute tension correspondant à ce que demande l'appareil. Un petit transformateur réduisant de 25 à 28 V la tension du secteur et capable de débiter 1 A fera l'affaire. Pour le redressement, d'aucuns penseront à utiliser un oxymétal pour chargeur d'accus capable d'un tel débit. On en trouve, en effet, chez les revendeurs de surplus qui sont excellents. L'ennui avec ce système vient de la difficulté à filtrer convenablement un courant aussi fort. La self de filtrage devrait nécessairement avoir une résistance très faible, en même temps qu'une grosse inductance.

Les prises prévues sur le poste pour être reliées à l'accumulateur seront dans ces conditions les arrivées de la haute tension, selon les polarités indiquées.

Elle serait d'un encombrement, d'un poids et d'un prix prohibitifs.

Il existe, heureusement, une autre solution beaucoup plus simple en fin de compte : alimenter les chaînes filaments en alternatif brut directement à la sortie du transfo et redresser et filtrer la haute tension exactement comme dans un tous-courants (fig. 4).

Le redresseur oxymétal pourra ainsi être d'un très petit modèle, la consommation haute tension étant extrêmement faible. La self de filtrage (SF) sera du type tous-courants et les condensateurs de filtrage (CF) également. On pourrait même employer des chimiques type polarisation prévus pour une tension de 50 V.

Il faudra cependant *ne pas oublier de séparer à l'intérieur de l'appareil les chaînes filaments du circuit haute tension* et faire sortir séparément du châssis l'extrémité de ces chaînes, qui n'est pas reliée à la masse. Ce point sera relié à la sortie du secondaire du transformateur d'alimentation allant à l'oxymétal.

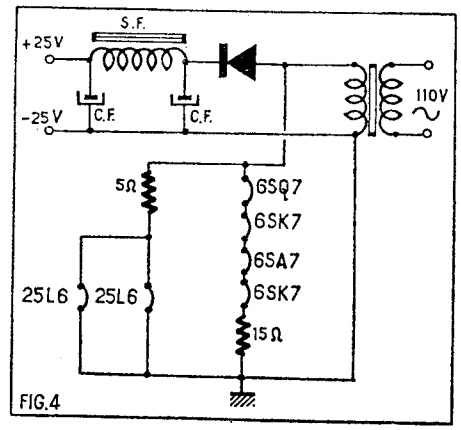


FIG.4

Si l'on emploie un transformateur d'alimentation de 25 V, on pourra supprimer les résistances chutrices de 5 et de 15 Ω se trouvant insérées dans les chaînes filaments, bien que cela ne s'impose pas. Dans le cas où, au contraire, le transformateur donnerait plus de 28 V, il faudrait insérer une résistance chutrice supplémentaire.

comment tirer parti du BC-1206-M

La figure 1 donne le schéma de l'appareil. Il se compose, comme le BC-1206-A, d'une HF, une changeuse de fréquence, une MF sur 135 kHz, une détectrice préamplificatrice BF et un étage de puissance. La gamme couverte est également la même : 195 kHz à 420 kHz. Cependant, alors que le type « A » utilisait des lampes courantes (6K7 + 6SA7 + 6SK7 + 6SQ7 + 2 × 25L6), le type « CM » emploie des tubes de la série locktal peu connus en France, la guerre s'étant produite au moment où ils allaient y faire leur apparition. Particulièrement curieuse est la lampe de puissance, double tétrode, 28D7, spécialement conçue pour l'emploi sous tension anodique très réduite. La cathode et l'écran sont communs aux deux éléments dont chacun a des sorties grille de commande et plaque séparées. Dans le présent montage, ces sorties sont néanmoins réunies deux par deux, les deux éléments étant montés en parallèle. Les caractéristiques de cette lampe pour un seul élément sont les suivantes, les tensions plaques et écran étant de 28 V :

Courant plaque : 9 mA ;
Courant écran : 0,7 mA;
Polarisation : 3,7 V ;
Impédance de charge : 4 000 Ω ;
Puissance délivrée : 0,08 W.

Donc, pour deux éléments en parallèle, les caractéristiques deviennent : courant plaque : 18 mA ; courant écran : 1,4 mA ; impédance de charge : 2 000 Ω ; puissance délivrée : 0,16 W. (A titre comparatif, rappelons qu'une 3S4 délivre 0,27 W, c'est-à-dire un peu moins du double.)

La 28D7 est chauffée sous 28 V + 400 mA alors que chacune des autres lampes de l'appareil consomme 160 mA sous 14 V ou 150 mA sous 12,6 V ; à part cela, les caractéristiques de la triode-hexode 14J7 sont analogues à celles de la 6J8, et celles de la 14H7 à celles de la 6BA6. Quant à la 14R7, c'est une duo-diode pentode à pente fixe dont la tension écran doit être la moitié de la tension plaque. Pour $VG_2 = 100$ V, VP = 250 V et $VG_1 = -1$ V, IP = 5,7 mA et 1G2 = 1,7 mA. La pente est dans ces conditions de 3,2 mA/V.

La figure 2 donne les brochages de ces différentes lampes.

Le schéma de la figure 1 est suffisamment clair pour nous dispenser de longs commentaires. Précisons seulement que tous les points marqués + 28 sont en pratique reliés entre eux.

La principale originalité du montage réside dans le mode de polarisation de la lampe finale 28D7. On voit en effet que la classique résistance de 500 000 Ω de fuite de grille de cette lampe va, non à la masse, mais à l'extrémité « chaude » de la résistance de 25 K de fuite de grille de la triode oscillatrice de la changeuse de fréquence. Grâce à cet artifice, la tension d'oscillation locale sert en même temps de source de polarisation.

Autre originalité : le mode d'alimentation de l'écran de la 14R7. Nous avons vu que l'écran de cette lampe demande une tension égale à la moitié de la tension plaque. Comme le chauffage s'effectue sous 28 V et que les lampes HF de types 14 V sont montées en série deux par deux, on trouve au point de jonction des filaments de deux lampes en série une tension de 14 V qui est appliquée directement à l'écran de la 14R7.

A part cela, le schéma est assez classique. L'antifading n'agit que sur la lampe HF et sur la changeuse de fréquence. Il a surtout pour but d'éviter la saturation de l'appareil en cas d'émission puissante rapprochée.

La commande de sensibilité est constituée par une résistance variable permettant d'agir sur la polarisation de la HF et de la MF.

De la cuvette disposée verticalement à l'arrière du châssis sortent les deux fils allant aux bornes de la batterie 28 V. L'un de ces fils (une tresse non isolée) correspond au négatif et est soudée directement à la masse du châssis. L'autre (le positif) attaque un filtre destiné à l'élimination des parasites du moteur de l'avion, constitué par deux selfs HF en série et deux condensateurs de 0,5 µF. L'ensemble de ce filtre est logé dans la cuvette. Le + 28 V sortant de ce filtre va à l'extrémité « chaude » des filaments des lampes ainsi qu'à tous les points marqués à + 28 sur le schéma.

Notre premier essai a consisté à utiliser l'appareil comme prévu en utilisant les deux fils d'alimentation à un accu de 28 V, après avoir branché un casque dans le jack sur le panneau avant et une antenne constituée par un simple bout de fil traînant par terre. Nous avons ainsi reçu très puissamment Luxembourg et Droitwich.

Le second essai fut le remplacement du casque par un haut-parleur (avec son transfo de modulation). La puissance auditive était assez faible, tout juste suffisante pour une bonne compréhensibilité de la parole à la condition de ne faire aucun bruit dans la pièce. De plus, la musicalité n'était pas fameuse.

Désirant alors juger de la sensibilité de la partie HF, nous avons supprimé la 28D7 que nous avons remplacée par une 6AQ5 montée de façon classique avec alimentation sous 250 V, la grille de cette lampe étant attaquée par le condensateur de liaisons venant de la plaque de la 14R7. Le transfo de sortie a été remplacé par un modèle d'impédance 5 000 Ω attaquant un dynamique. La résistance de fuite de grille a, bien entendu, été déconnectée de l'oscillatrice et mise à la masse.

Le résultat a été sensationnel : réception très puissante et musicale des émissions avec une sensibilité supérieure à celle d'un bon récepteur de radiodiffusion, cela, notamment, du fait de l'absence de bruit de fond. La démonstration était faite qu'avec seulement 28 V de haute tension, l'ensemble HF, CdF, MF, Det et 1re BF pouvait donner des résultats comparables à ceux obtenus avec les hautes tensions habituelles.

Puisque nous avions une alimentation secteur pour notre 6AQ5, l'étage suivante a consisté à apporter les modifications nécessaires pour qu'elle puisse alimenter l'ensemble de l'appareil et nous permette d'éliminer l'accumulateur. Notre alimentation était analogue à celle dont le schéma est donné à la figure 4 de notre article. Sur le FUG10, page 144, c'est-à-dire nous offrant la possibilité d'avoir deux tensions de chauffage : 6,3 V pour la 6AQ5 et 12,6 V pour les quatre autres lampes (les tubes de la série 14 V peuvent en effet fonctionner sans diminution appréciable de rendement en étant chauffés sous 12,6 V).

Le chauffage sous 12 V alternatifs nous a obligés à refaire le câblage du circuit filaments du BC 1206-CM en montant les lampes en parallèle et non plus en série et en isolant ce circuit du + haute tension. En effet, sur le montage original, toutes les prises des circuits anodiques étaient faites sur les broches filaments de la 14J7 et de la 14H7 (MF) recevant le + 28 V. Il a fallu dessouder toutes ces connexions des broches de ces lampes, les réunir entre elles et les relier à un fil d'alimentation + HT (28 V) que nous avons fait sortir de l'appareil.

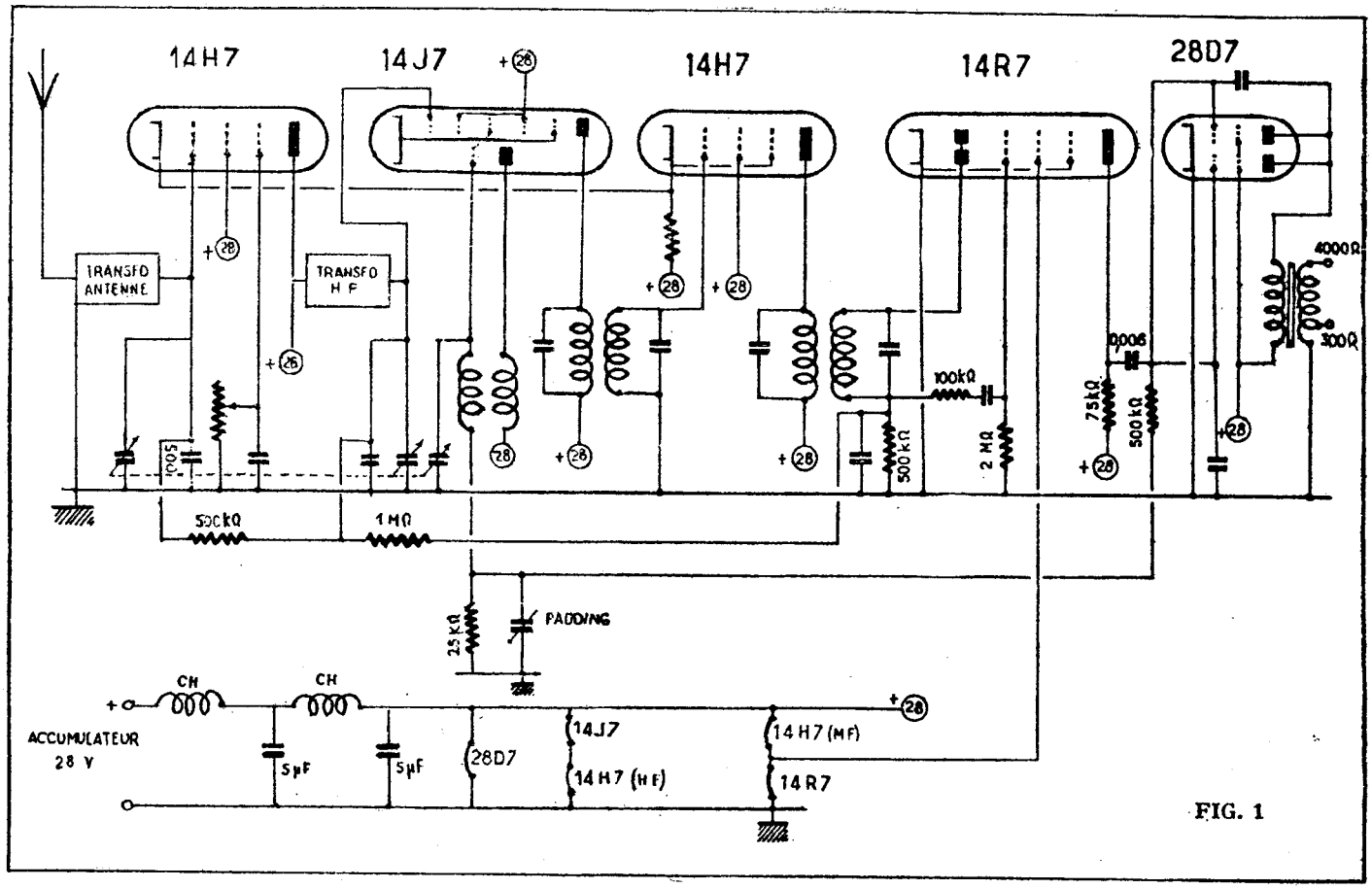


FIG. 1

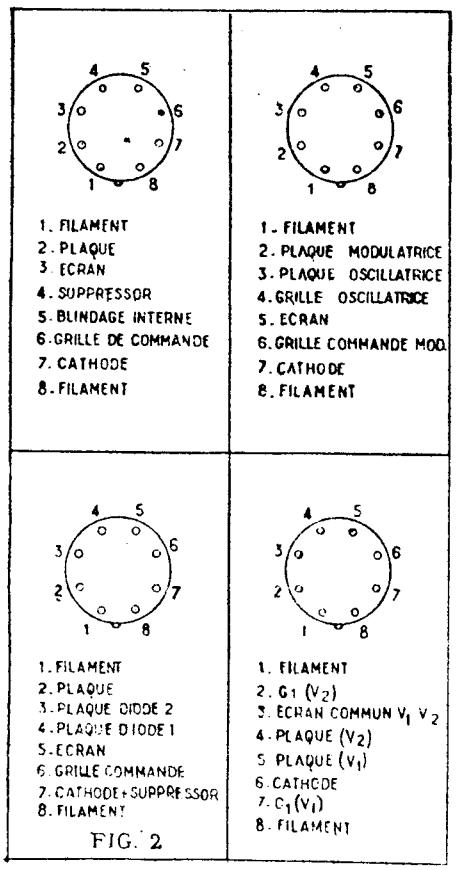


FIG. 2

Seule difficulté à résoudre : comment alimenter maintenant l'écran de la 14R7 ? Nous avons résolu facilement la difficulté en le reliant directement à la cathode de la 6AQ5 suivant un procédé couramment employé avant guerre et tombé en désuétude, on ne sait pourquoi. En effet, la tension de 12 V créé par la résistance de polarisation est exactement ce qu'il faut pour alimenter l'écran de la préamplificatrice BF.

Il ne nous restait plus qu'à brancher à la sortie de l'alimentation une résistance bobinée à fort débit (type bleeder) et à effectuer sur un collier la prise + HT 28 V, un condensateur de 0,5 µF assurant le découplage de cette prise à la masse. A titre indicatif, nous avons utilisé une résistance bobinée de 10 000 Ω avec laquelle le collier devait être placé à 1 200 Ω environ de la masse pour avoir 28 V.

Le fonctionnement de l'appareil dans ces conditions est excellent. Pour en accroître les possibilités, nous avons soudé un petit condensateur au mica de 150 pF en parallèle sur chacune des cages du condensateur variable. On peut ainsi recevoir toute la gamme de radiodiffusion grandes ondes (Luxembourg, Droitwich, Europe I et France I).

Le système de résistance à collier nous a ensuite permis de poursuivre les essais en réduisant encore la tension anodique des quatre premières lampes de l'appareil. Sous 12 V, les résultats sont encore fort bons, mais ensuite le rendement baisse très rapidement. Peut-être conviendrait-il alors de modifier quelque peu le montage, mais nos essais se sont arrêtés là pour le moment.

le W.S.-18

caractéristiques des lampes

(suite de la page 36)

A propos du WS-18

ARP-12 (équivalence commerciale VP-23). Pentode HF de caractéristiques analogues à celles de la 1T4.

Chauffage : 2 V × 50 µA.

Tension plaque maximum : 150 V. Tension plaque normale : 120 V.

Courant plaque : 1,5 µA.

Tension écran : 60 V.

Courant écran : 0,5 µA.

Polarisation G1 : — 1,5 V à — 9,5 V.

Pente : 1,08 µA/V.

ATP-4 (équivalence commerciale V-248-A). Pentode de puissance.

Chauffage : 2 V × 0,3 A.

Tension plaque : 150 V.

Courant plaque : 38 µA.

Tension écran : 150 V.

Polarisation : — 8 V.

Pente : 3,6 µA/V.

Dissipation : 4 W.

AR-8 (équivalence commerciale HL-23 DD). Double-diode-triode.

Chauffage : 2 V × 50 µA.

Tension plaque : 100 V.

Polarisation : 0 V.

Pente : 1,2 µA/V.

les récepteurs

BC-348 et BC-224

Récepteurs d'avion, BC-348 et BC-224 possèdent une commutatrice incorporée, fournissant leur alimentation haute tension à partir de la batterie de bord. La commutatrice du BC-348 fonctionne sur accumulateur de 28 V alors que celle du BC-224 est prévue pour une batterie de 14 V.

Le chauffage des lampes étant assuré directement par l'accumulateur, le câblage du circuit filaments (les lampes utilisées étant de la série chauffée sous 6,3 V) est effectué en série-parallèle, les lampes étant montées en chaînes de quatre en série sur le BC-348 (28 V) et en série deux par deux sur le BC-224 (14 V). *A part cela,* BC-348 *et* BC-224 *sont identiques.*

Cependant, comme pour les BC-342 et BC-312, il existe de légères différences entre les appareils de ce modèle suivant la lettre suffixe venant après la désignation BC-348. A vrai dire, ces variantes sont généralement minimes, les appareils de désignations différentes étant largement similaires tant électriquement que mécaniquement. Néanmoins, les BC-348 J, Q et N sont assez différents des autres, car, au lieu d'être équipés de lampes de la série octale classique, ils utilisent des lampes de la série « S » : deux HF 6SK7 (dont la première est montée en triode), changement de fréquence par heptode 6SA7 (au lieu de deux lampes séparées), deux MF 6SK7, une troisième MF 6SJ7, une détectrice et BFO 6SR7 et une BF 6K6. Le filtre moyenne fréquence à cristal, au lieu de se trouver sur le premier transfo MF, est monté sur le second.

Tous les autres modèles emploient les lampes suivantes :

Première HF : 6K7 ;
Deuxième HF : 6K7 ;
Mélangeuse : 6J7 ;
Première MF : 6K7 ;
Deuxième MF et BFO : 6F7 ;
Troisième MF, détectrice et CAV : 6B8 ;
BF : 41.

Il s'agit donc d'un récepteur ayant deux étages HF et trois étages MF. Comme dans les « Command Sets » (avec lesquels le BC-348 présente pas mal d'analogies), il n'existe pas de préamplification BF avant la lampe finale. Certains amateurs jugent utile d'en monter une, mais, à notre avis, c'est une hérésie, car ils risquent ainsi de faire perdre à l'appareil l'une de ses qualités : l'absence totale de bruit de fond dû à l'alimentation. Et d'ailleurs, avec deux étages HF et trois étages MF, les signaux recueillis à la détection sont bien suffisants pour attaquer la lampe de puissance !

L'appareil couvre les six gammes suivantes, directement étalonnées en fréquences sur le cadran :

1. 200 kHz à 500 kHz ;
2. 1,5 MHz à 3,5 MHz ;
3. 3,5 MHz à 6 MHz ;
4. 6 MHz à 9,5 MHz ;
5. 9,5 MHz à 13,5 MHz ;
6. 13,5 MHz à 18 MHz.

Il reçoit donc la gamme « aviation » grandes ondes et toutes les fréquences ondes courtes entre 1 500 et 18 000 kHz, mais ne permet pas de capter la gamme PO ou les bandes amateurs des 15 ou 10 m. Il faut donc lui adjoindre des convertisseurs si l'on veut recevoir ces bandes.

Particularité intéressante, *la moyenne fréquence du* BC-348 est accordée sur 915 kHz (c'est-à-dire au milieu de la gamme « petites ondes ». Du fait de cette moyenne fréquence relativement élevée, la réjection des fréquences-images est parfaite avec les deux étages HF accordés. Grâce aux trois étages MF, la sélectivité, sans être extraordinaire, reste acceptable et le filtre à cristal permet de sortir le correspondant lorsque les brouillages sont trop violents.

Les figures 1 et 2 donnent le schéma de l'appareil. Pour plus de clarté, nous avons préféré ne reproduire que les bobinages d'une seule des six gammes HF, avec indication des points où se fait la commutation. Le déchiffrage du schéma d'origine, véritable casse-tête chinois, a été une rude épreuve !

Notez le couplage à haute impédance de l'antenne à la grille de commande de la première HF à travers un petit condensateur variable de 50 pF qui sert à fignoler l'accord du circuit d'entrée. Ce mode de couplage est utilisé sur toutes les gammes, sauf sur la plus élevée en fréquences où la résistance de 470 kΩ est remplacée par un bobinage primaire couplé inductivement au circuit grille accordé. Sur cette gamme, il existe également un trimmer d'antenne séparé de 10 pF.

A part cela, le montage des deux étages HF n'appelle pas grands commentaires. Une résistance variable dans le circuit cathode de la seconde HF permet d'ajuster au mieux la sensibilité de cette lampe.

L'injection de l'oscillation locale de la 6C5 s'effectue sur la cathode de la mélangeuse 6J7. La tension plaque de l'oscillatrice est stabilisée par un tube au néon RCA991.

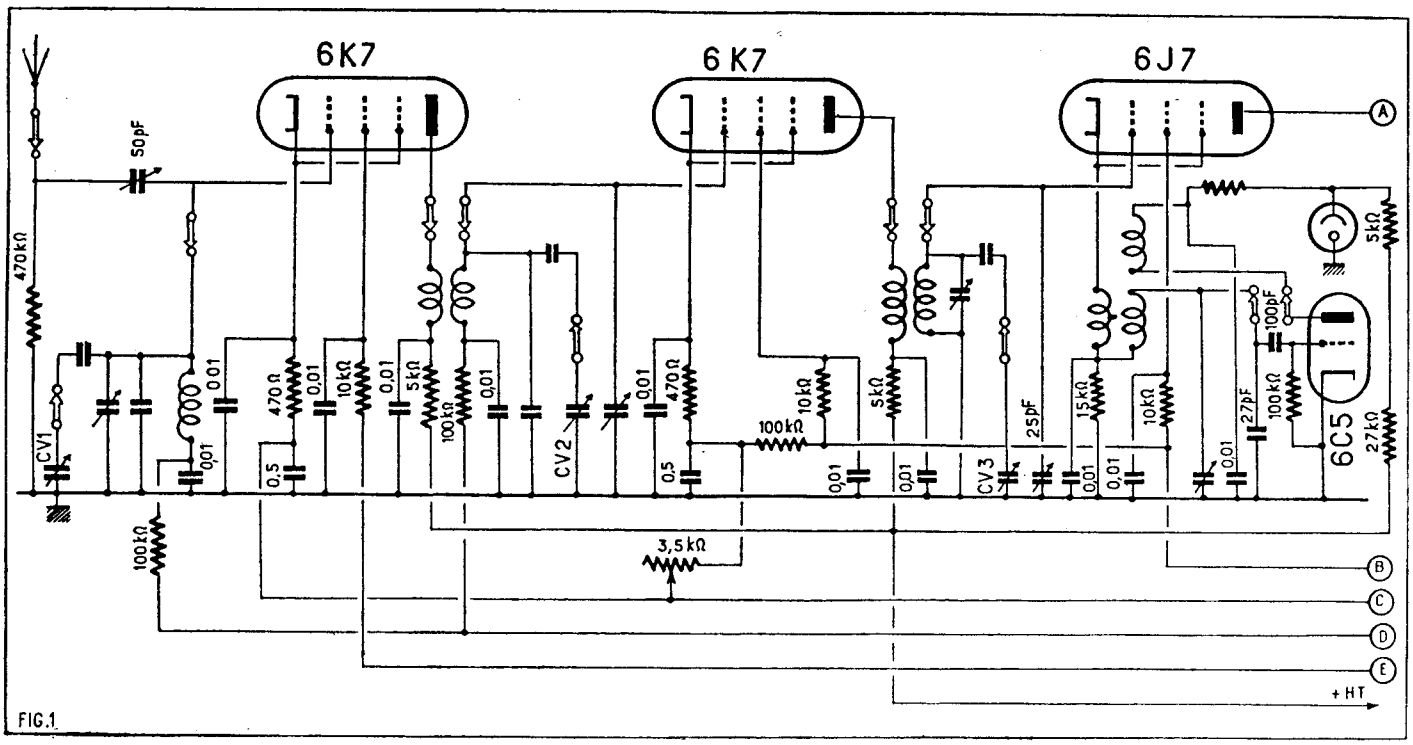


FIG.1

L'accord des circuits haute fréquence s'effectue par un bloc de condensateurs variables à quatre cages. Chacun des CV a une résiduelle de 16 pF et une capacité maximum de 331 pF.

Le filtre à cristal sur le premier transfo MF ne surprendra pas ceux de nos lecteurs qui ont lu notre précédent article. Ils remarqueront cependant que le couplage du filtre à la grille de commande de la première lampe MF s'effectue sur une prise pratiquée sur une self accordée sur la MF (remplaçant la simple résistance de fuite de grille que nous avions fait figurer sur nos schémas). Ce procédé permet une meilleure adaptation d'impédances et une augmentation de la sélectivité de l'appareil lorsque le quartz n'est pas en service.

La partie triode de la 6F7 seconde MF est montée en oscillatrice sur 915 kHz (BFO). Un petit CV permet de faire varier la note de battement. Le commutateur « CW OSC. » sert à mettre le BFO en service sur la position « ON » et à l'arrêter sur « OFF ».

L'une des diodes de la 6B8 sert à la détection et l'autre à l'antifading de façon classique. Remarquez que la CAV agit sur les deux lampes HF et sur les deux premières MF mais que la troisième MF n'est pas soumise à son action.

L'élément le plus délicat pour la compréhension du montage et celui dont le câblage est le plus embrouillé est le commutateur « AVC - OFF - MCV » (Antifading - Arrêt - Contrôle de volume manuel). Sur le schéma, il est présenté sur la position « AVC », c'est-à-dire « Antifading en service ». Dans cette position, la ligne à laquelle sont reliées les résistances de polarisation des deux HF et des deux premières MF (C) se trouve mise à la masse par une résistance de 68 Ω. Le curseur du potentiomètre de 350 kΩ servant de résistance de détection et de volume contrôle BF est relié par le condensateur de liaison de 1 500 pF à la grille de commande de la BF et le + 28 V de l'accu est envoyé au dynamotor.

Sur la position médiane (Arrêt), la ligne des retours de cathodes reste en l'air ; le condensateur de liaison à la BF est déconnecté du curseur du potentiomètre de 350 kΩ et l'arrivée du + 28 V est coupée.

Enfin, sur la position MCV (contrôle de volume manuel), la ligne d'antifading (D) est mise à la masse, alors que celle des retours de cathodes est connectée au curseur d'un potentiomètre de 20 kΩ dont une extrémité est reliée à la HT par une résistance de 47 kΩ et l'autre à la masse. Ce potentiomètre permet alors de commander la polarisation des lampes HF et des deux premières MF et sert de volume contrôle manuel en l'absence d'antifading. Le potentiomètre de 350 kΩ et celui de 20 kΩ sont montés sur le même axe de sorte que le même bouton sert dans tous les cas à commander le volume. La liaison à la BF s'effectue alors à l'extrémité « chaude » du potentiomètre de 350 kΩ servant de résistance de détection, le curseur étant déconnecté. Plaque et écran de la 41 sont mis au même potentiel par court-circuit de la résistance de 24 kΩ. Le + 28 V est envoyé au dynamotor.

Toutes les sorties de l'appareil se font sur une prise multiple à huit broches dont chacune est numérotée. Ce sont les numéros de ces broches que nous avons reproduits dans des cercles sur le schéma.

Les broches 3 et 4 (court-circuitées) sont l'arrivée du + 28 V de l'accu et les broches 7 et 8 (également réunies), celles de l'arrivée du — 28 V.

La prise de sortie + 250 V du dynamotor (+ HT) est reliée à tous les points marqués + HT sur le schéma (nous n'avons pas dessiné ces liaisons pour éviter d'embrouiller les choses.

La prise de sortie — HT de la commutatrice va d'une part à la masse à travers une self à fer, et d'autre part à la grille de commande de la lampe BF à travers les résistances de fuite en série de 100 kΩ et de 560 kΩ. Ce dispositif sert à assurer la polarisation de la 41 dont la cathode est à la masse.

Le secondaire du transfo de sortie de la BF possède deux prises permettant de choisir entre une basse impédance (500 Ω) ou une haute impédance (4 000 Ω). La sortie du transfo est reliée à deux jacks prises de casque ainsi qu'aux broches 1 et 5 de la prise multiple. En adoptant le branchement sur haute impédance, on peut brancher un haut-parleur avec transfo de modulation standard d'impédance 5 000 Ω, soit à l'un des jacks, soit aux broches 1 et 5.

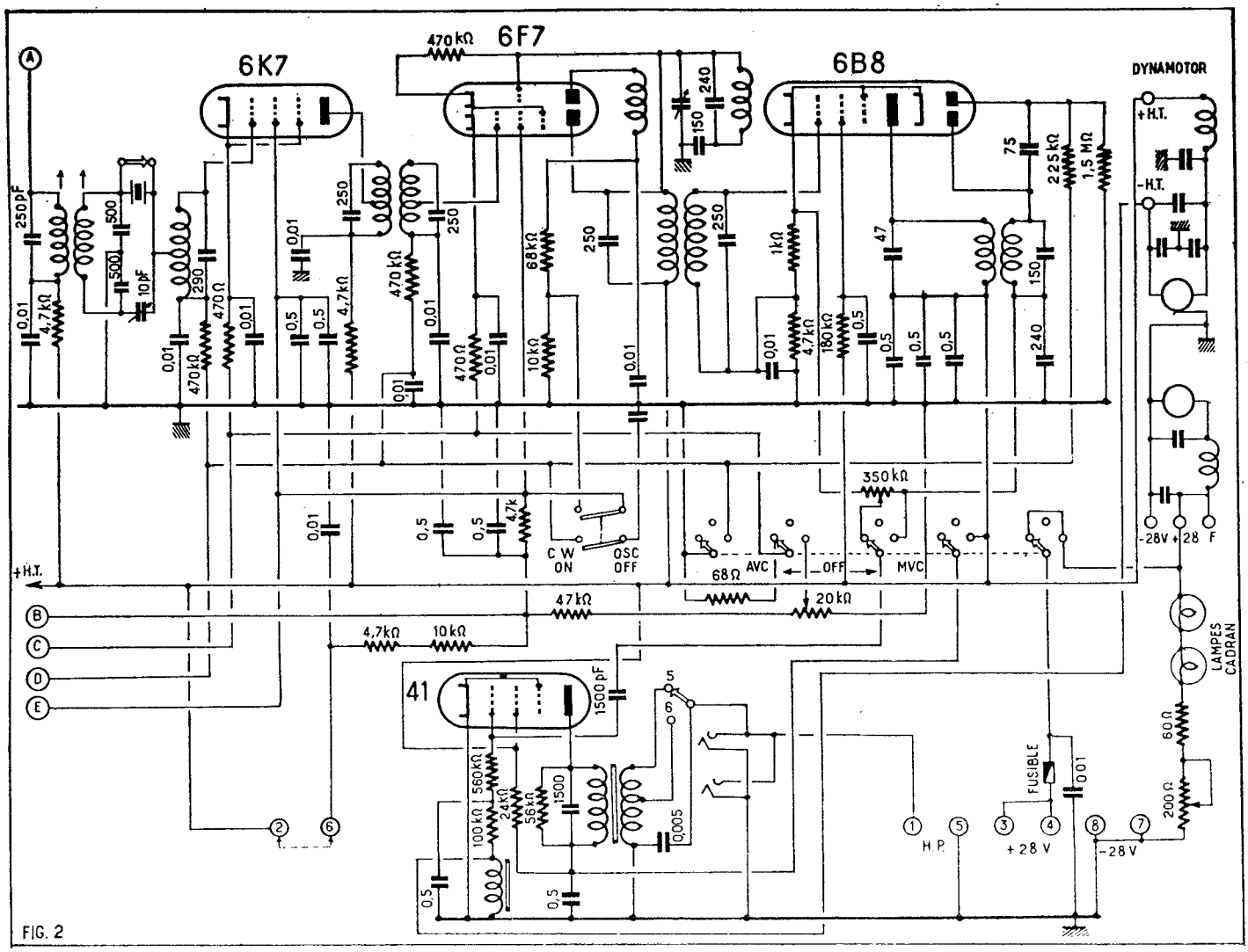


FIG. 2

Enfin, les broches 2 et 6 doivent être court-circuitées. Elles sont en effet destinées à être reliées à un relais placé sur l'émetteur qui les déconnecte lorsqu'on passe sur émission. De la sorte, les écrans de la 6F7, de la 6K7 seconde HF et de la 6J7 mélangeuse ne sont plus alimentés, ce qui désensibilise le récepteur.

Utilisation de l'appareil

La consommation haute tension du récepteur n'excédant pas 50 millis sous 250 V, une alimentation classique de poste secteur suffit amplement, si l'enroulement de chauffage filament du transformateur peut délivrer 6,3 V sous 2,5 A. Il est possible de loger une telle alimentation à la place du dynamotor, à l'intérieur de l'appareil. Cependant, comme il faut un haut-parleur extérieur, il vaut mieux la placer à l'intérieur du coffret de ce dernier, ce qui réduit l'échauffement et concourt à la stabilité du récepteur. Rappelons que le HP doit être muni d'un transfo de modulation d'impédance 5 000 Ω dont on reliera le primaire aux broches 1 et 5 de la prise multiple.

Avant de songer à faire fonctionner l'appareil, il importe de modifier le câblage du circuit de chauffage de ses lampes afin de pouvoir les alimenter sous — 3 V au lieu de 28. La figure 3 montre la façon dont sont montés les filaments des

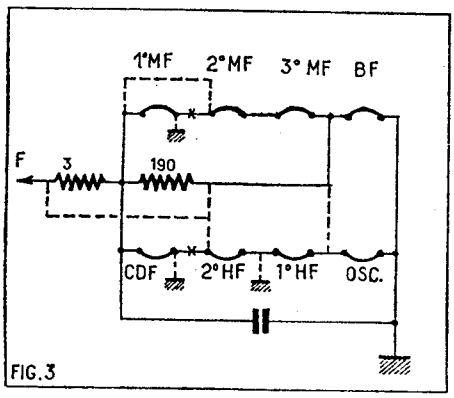


FIG.3

lampes à l'origine. Nous avons figuré en pointillé les connexions à ajouter et par des « X » les coupures à effectuer pour que tous les filaments soient en parallèle. il faut supprimer ou court-circuiter séparément la résistance de 3 Ω ainsi que celle de 190 Ω (et non l'ensemble des deux résistances comme le schéma le montre par erreur). Les bornes de l'enroulement de chauffage 6,3 V du transfo d'alimentation doivent être ensuite reliées d'une part à la broche 3 ou 4, d'autre part à la broche 7 ou 8 de la prise multiple du récepteur.

Ne pas oublier ensuite de court-circuiter les broches 2 et 6 de cette prise. C'est à ces broches court-circuitées qu'on effectuera l'arrivée du + 250 V. Le négatif de la haute tension devra cependant être amené à la prise sortie — HT du dynamotor à l'intérieur de l'appareil, sinon la lampe finale ne serait pas polarisée. Comme cela n'est pas pratique, le mieux est de polariser cette lampe par une résistance de quelque 500 Ω shuntée par un chimique de quelques microfarads entre la cathode de la 41 et la masse. L'arrivée du — haute tension pourra alors se faire à la masse, par exemple à la broche 7 ou à la broche 8 de la prise multiple.

Ces opérations, presque plus longues à écrire qu'à réaliser, une fois effectuées, l'appareil est en ordre de marche.

Evidemment, avec l'alimentation secteur, le commutateur « AVC-OFF-MCV » n'éteindra plus l'appareil sur la position « OFF ». Ceux de ses contacts qui servaient à couper le + 28 V sont cependant disponibles et peuvent être utilisés pour couper, par exemple, la haute tension en laissant les filaments sous tension (stand-by). Mais il faut être prudent, car les fils sont plutôt embrouillés autour du contacteur et il est peut-être préférable de ne pas chercher la difficulté et de mettre un interrupteur séparé.

Le fait que le potentiomètre de 350 kΩ (volume contrôle BF) et celui de 20 kΩ (volume contrôle HF) soient sur le même axe chagrine certains amateurs. Tenant à pouvoir jouer sur les deux potentiomètres à la fois, ils montent un potentiomètre séparé de même valeur que l'un des deux et y transfèrent les connexions allant à l'élément qu'il remplace. C'est là un raffinement qui n'est nullement indispensable.

Signalons, pour conclure, le point faible du BC-348 (qui est d'ailleurs le même que celui du BC-342) : les condensateurs de découplage de 0,01 µF. Bien qu'ayant l'air d'être des condensateurs au mica dans leurs boîtiers de bakélite noire, ce sont de vulgaires condensateurs au papier qui, avec l'âge, se mettent à fuir outrageusement. Aussi, lorsqu'on se trouve en présence d'un BC-348 dont le rendement laisse à désirer, la première chose à faire est de remplacer ces condensateurs par de vrais modèles au mica ou céramique. Dans la majorité des cas, le récepteur se trouvera ainsi « regonflé ».

améliorations au BC-348

Nous avons montré, dans notre précédent article, comment faire fonctionner sur secteur l'excellent récepteur qu'est le BC-348. Cependant, deux éléments manquent encore à l'appareil pour en faire un véritable récepteur de trafic : un « S-mètre » (indicateur d'accord permettant une appréciation comparative de l'intensité des signaux reçus) et un limiteur de parasites.

L'adjonction d'un S-mètre au BC-348 est extrêmement facile. Nous avons en effet vu que deux des broches de la prise multiple d'alimentation (6 et 2) devaient être court-circuitées pour que l'appareil puisse fonctionner. La broche 6, aboutissement de la chaîne d'alimentation des écrans des deux premières MF, doit en effet être connectée à la broche 2 où se fait l'arrivée de la haute tension.

Au lieu du court-circuit simple, nous pouvons insérer entre les deux broches le circuit de la figure 1 et doter ainsi l'appareil d'un excellent S-mètre. R_1 est un petit potentiomètre bobiné « loto » de 1 500 Ω ; R_2 une résistance de 470 Ω et MA un petit microampèremètre. La valeur de la résistance R_3 doit être déterminée expérimentalement en fonction de la sensibilité de l'appareil de mesures. Une valeur de 56 000 Ω, 2 W convient pour un appareil de 0 à 200 µA.

En utilisant un appareil de mesure de petites dimensions — il n'en manque pas aux surplus — il est possible de le monter dans le coin supérieur droit du panneau avant. Le petit potentiomètre « loto » R_1, servant à la mise à zéro de l'appareil de mesures en l'absence de signal (la borne antenne étant mise à la masse), pourra également être monté sur le panneau.

Le problème posé par l'adjonction d'un limiteur de parasites au BC-348 est avant tout celui de l'encombrement. Le dispositif adopté (fig. 2) n'est probablement pas meilleur que quantité d'autres, dont certains seraient même supérieurs, mais il a le mérite de la simplicité. Dans l'appareil, avant modifications, les points marqués « A » et « B » sont réunis par une connexion blindée que nous supprimons. Nous relions ces deux points par deux résistances de 25 000 Ω en série, le point de jonction de ces deux résistances étant relié à la masse par un condensateur de 100 pF. Un autre condensateur de 100 pF relie le point « A » à la cathode de la 6B8. Du point « A » part également une résistance d'un mégohm aboutissant à la sortie « + » d'une diode au germanium 1N34 ainsi qu'à un condensateur de 0,1 µF dont l'autre armature est mise à la masse. La sortie « — » du 1N34 va à un interrupteur dont l'autre borne est reliée au point « B » ainsi qu'à un condensateur de 50 pF dont l'autre armature est à la masse. C'est tout.

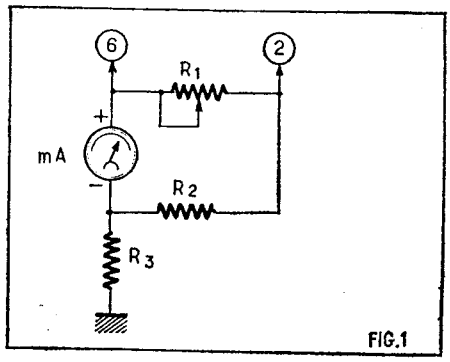


FIG.1

Le schéma surprendra peut-être ceux de nos lecteurs ayant l'habitude des limiteurs de parasites à diode. C'est, d'une part, qu'il s'agit d'un limiteur parallèle et non d'un limiteur série que l'on voit plus souvent employé, et, d'autre part, que le volume contrôle du BC-348 a une résistance d'assez faible valeur et sert en même temps de résistance de charge de détection (d'où l'emploi de résistances de 25 000 Ω là où on voit généralement des 250 000 Ω).

D'aucun ne manquerons pas de nous objecter qu'on ne trouve pas en France les diodes au germanium 1N34 à dix pour un dollar comme outre-Atlantique, et aussi que certaines de ces diodes sont loin d'avoir un rendement comparable à celui des diodes à vide. Rien ne les empêche d'utiliser à la place du 1N34 une de ces dernières. L'obligation dans ce cas d'avoir deux connexions supplémentaires pour en alimenter le filament n'a rien de prohibitif et en utilisant des diodes miniatures l'encombrement n'est guère plus grand qu'avec un germanium. Nous pensons notamment aux diodes subminiatures EA50 (appellation militaire anglaise VR92) dont la plupart des amateurs de surplus ont quelques exemplaires de récupération qui traînent dans leurs tiroirs. Rappelons au passage que le fil sortant au sommet de cette lampe correspond à la plaque et que le fil central de la base est la sortie cathode qu'encadrent les deux broches filaments. Il n'est peut-être pas inutile de préciser que si l'on emploie une diode à vide sa plaque correspond à la sortie « + » du 1N34 et sa cathode à la sortie « — ».

Donnons au passage quelques explications succinctes sur le fonctionnement du limiteur de parasites. Les bruits parasites sont généralement des décharges très brèves et assez espacées entre elles, mais d'une amplitude très supérieure à celle des signaux reçus. Les organes du récepteur tendent à en prolonger la durée (par exemple, la membrane du haut-parleur vibre plus longtemps que ne dure la décharge). Les choses se trouvent aggravées

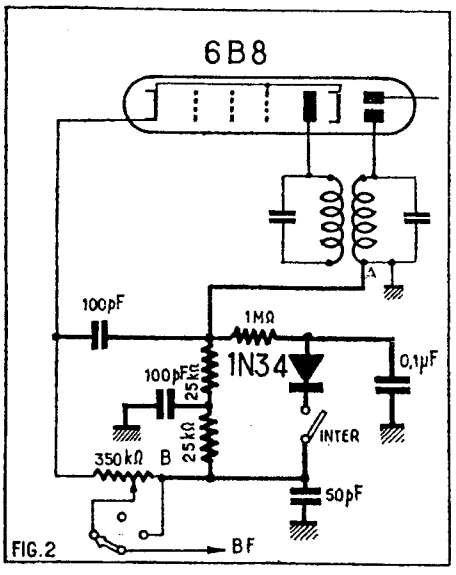


FIG.2

du fait que l'oreille humaine, qui arrive à distinguer des signaux au milieu d'un bruit d'égale amplitude, possède une sorte d'antifading propre qui la désensibilise lorsqu'elle perçoit un bruit violent. De ce fait, l'intelligibilité du message que l'on veut recevoir est perdue.

Les limiteurs à diode ont pour objet de raboter toutes les impulsions dépassant le niveau normal de modulation. Le limiteur parallèle que nous avons utilisé consiste en une diode en série avec une polarisation convenable connectée en shunt sur la sortie BF de la détection du récepteur. La polarité de la diode et sa polarisation sont telles que la diode n'est pas conductrice tant que le niveau du signal reçu n'excède pas sa polarisation. Lorsque ce niveau est dépassé, la diode devient conductrice et court-circuite à la masse le voltage excessif. Dans notre montage, la résistance de 1 MΩ et le condensateur de 0,1 µF fournissent à la diode une polarisation automatique en fonction du signal détecté.

Puisque les amateurs-émetteurs s'efforcent de moduler à 100 % leur porteuse, il semblerait judicieux de régler le limiteur de façon à ce qu'il n'entre en action que pour une impulsion dépassant celles de la modulation à 100 % de la porteuse reçue. Cela laisse cependant passer des crêtes parasites trop gênantes et on en est réduit, pour avoir le maximum d'intelligibilité, à faire commencer le rabotage pour un pourcentage de modulation beaucoup plus réduit (jusqu'à 40 ou même 30 %). L'action antiparasite est alors optima mais, si la modulation reste intelligible, elle est fortement déformée. C'est pourquoi nous avons prévu un interrupteur en série avec la diode. Lorsqu'il est ouvert, le récepteur fonctionne sans antiparasites et conserve sa fidélité de reproduction.

L'emploi du limiteur de parasites est particulièrement intéressant lorsqu'on utilise le BC-348 derrière un convertisseur pour recevoir les bandes amateurs des 21, 28, 72 ou 144 MHz. Sur ces fréquences, en effet, pour peu qu'on soit à proximité d'une route passagère, les pétarades occasionnées par l'allumage des voitures arrivent à rendre toute réception impossible lorsque le limiteur n'est pas en service. C'est alors qu'on peut en mesurer toute l'efficacité.

Amélioration de la sensibilité du BC-348

La sensibilité du BC-348 peut être augmentée de façon considérable, et le souffle réduit dans la même proportion, moyennant le remplacement de la 6K7 haute fréquence d'entrée par une pentode à forte pente. *Ce remède est d'ailleurs applicable non seulement au BC-348 mais à la plupart des récepteurs surplus ou autres ayant une lampe haute fréquence d'entrée peu nerveuse.*

Pour que ce remède soit efficace, deux conditions doivent cependant être remplies :

1° *Il faut soustraire la lampe d'entrée à l'action de l'antifading.* Dans le cas du BC-348, la base de la self d'accord de la lampe d'entrée est reliée, d'une part, à la masse par un condensateur de 0,01 µF et, d'autre part, à la ligne de CAV par une résistance de 100 000 Ω. Il faut déconnecter la sortie de la self du point de jonction de ce condensateur et de cette résistance et mettre la sortie de la self directement à la masse.

2° Il faut que cette lampe fonctionne dans ses conditions maxima de rendement. Comme elle est à pente fixe, sa sensibilité ne peut être commandée par une résistance variable de polarisation dans son circuit cathode. *La lampe doit donc être soustraite à l'action du contrôle manuel de sensibilité.* Pour cela, dans le cas du BC-348, déconnecter de la ligne MCV la résistance de 470 Ω dont l'autre extrémité est reliée à la cathode de la lampe et la mettre à la masse.

Ceci fait, remplacer la 6K7 par une pentode à forte pente. La 1851, qui a le même brochage que la 6K7 et, comme cette dernière, la sortie grille de commande au sommet, est tout indiquée. Cependant, une différence de brochage n'a jamais arrêté un véritable amateur qui n'ignore pas comment fabriquer un intercalaire avec un vieux culot de lampe et un support de lampe. Moyennant cette légère complication, les nombreuses pentodes à forte pente, surplus ou autres, peuvent tout aussi bien faire l'affaire que la 1851, assez peu courante. Pour celles qui, comme la 6AC7, n'ont pas de sortie grille au sommet, rien n'empêche d'en fabriquer une à partir de l'intercalaire.

Les résultats sont difficilement croyables. Telle station arrivant faiblement, noyée dans le souffle, sort comme un local lorsqu'on remplace la 6K7 par une 1851 (ou autre). Et ce résultat peut encore être amélioré en réduisant la valeur de la résistance de cathode. La plupart des pentodes à forte pente donnent en effet leurs meilleurs résultats avec une résistance de polarisation de l'ordre de 200 V (au lieu des 470 de la 6K7). Il faut donc réduire la valeur de la résistance d'origine sans aller toutefois jusqu'au point où, par suite d'un blindage insuffisant, des accrochages se produiraient. A la suite de cette cure de jouvence, le récepteur est méconnaissable. Un seul ennui : si vous avez à proximité une station locale puissante, elle bloquera votre récepteur. Mais c'est là heureusement un cas assez rare.

Parmi les lampes surplus pouvant fort bien remplacer la 1851 préconisée, nous citerons particulièrement les pentodes à forte pente anglaises VR-65, CV-1065 et CV-118 que l'on trouve à profusion sur des appareils militaires britanniques, vendus souvent à vil prix parce que ne présentant d'intérêt que pour la récupération du matériel. Ces lampes, très robustes et peu coûteuses — on en trouve à 1 franc pièce — ont des caractéristiques sensiblement identiques à celles de la 1851, la principale différence étant qu'elles sont un peu plus gourmandes comme chauffage que le type américain (600 millis au lieu de 450 millis). Comme la 1851, elles ont leur sortie grille de commande par corne au sommet de l'ampoule. Cependant, bien que dotées d'un culot octal, un intercalaire est nécessaire si l'on veut s'en servir pour remplacer une 6K7. En effet, *leur culot octal est du type britannique, c'est-à-dire légèrement plus gros que le type américain*, et ne peut pas s'embrocher dans un support octal normal. De plus, elles ont un brochage tout à fait spécial (fig. 3).

Si l'on cherche à tirer le maximum, on peut pousser la complication jusqu'à remonter la tension écran de la lampe. En effet, alors que la 6K7 doit normalement avoir l'écran alimenté sous 125 V, la 1851 demande 150 V et la VR65, 200 V. Empressons-nous d'ajouter que ce raffinement n'est nullement indispensable et que même avec une tension de 125 V écran, les lampes à forte pente ont encore un excellent rendement.

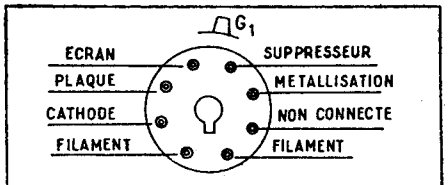


FIG. 3

Attention ! Ne pas confondre la VR-65 (équivalence commerciale anglaise SP-61) avec la VR-65 (équivalence commerciale SP-41). Cette dernière est en effet de caractéristiques identiques à celles de la précédente mais chauffée sous 4 V au lieu de 6,3 V. Elle est particulièrement précieuse pour « regonfler » certains anciens récepteurs à chauffage 4 V, essoufflés après des années de fidèles services.

Les caractéristiques de la VR-65 sont les suivantes : Chauffage : 6,3 V × 0,6 A. Tension plaque maximum : 250 V. Tension plaque normale : 200 V. Courant plaque : 10,9 µA. Tension écran : 200 V. Courant écran : 2,7 µA. Polarisation G 1 : - 1,8 V. Pente : 8,5 µA/V. Résistance interne : 700 000 Ω.

Pour réaliser vous-même
facilement et économiquement
tous vos travaux
lisez
SYSTÈME "D"
LA REVUE DES BRICOLEURS
CHAQUE MOIS
- Plus de 50 articles très détaillés et illustrés de dessins et photos.
- Les célèbres **Idées de Système « D »**.
- Le grand concours permanent doté mensuellement de plus de 400.000 AF de primes.

SYSTÈME «D»
En vente partout : **1,10 F**

BC-312 sur secteur
BC-342 sur 12 ou 14 volts sont identiques

« Mon récepteur est un BC-342... un BC-312. » C'est un leitmotiv que connaissent bien tous ceux de nos lecteurs qui ont l'habitude d'écouter les conversations sur l'air des amateurs-émetteurs. Il est de fait qu'une proportion très importante du nombre de ces derniers, non seulement en France mais dans le monde entier, utilisent à leur entière satisfaction ces excellents récepteurs surplus, dont le principal défaut est maintenant que, du fait de la publicité qui leur a ainsi été faite, ils sont très recherchés et, partant, proposés à des prix assez lourds pour certaines bourses d'amateurs.

Le BC-312 est identique au BC-342, si ce n'est qu'il est prévu pour fonctionner sur accumulateur de 12 ou 14 volts, alors que le 342, poste fixe, est alimenté sur le secteur. Les choses ne sont cependant pas si simples, car il existe pour ces deux catégories d'appareils de nombreux types différents que l'on distingue grâce à une, ou même deux lettres suffixes, suivant la désignation EC-342 ou BC-312. Il existe presque autant de types différents de BC-342 et de BC-312 que de lettres de l'alphabet et que, ce qui est encore plus grave, certains appareils portant exactement la même désignation ne sont pas exactement identiques entre eux s'ils n'ont pas été produits par le même fabricant. Heureusement, les variantes entre les divers types sont minimes. La plus importante est la présence ou l'absence de filtre cristal moyenne fréquence. Un tel filtre se trouve sur les BC-312 A, C, D, E, F et G, mais sur les types suivants, c'est la bouteille à l'encre. Certains constructeurs l'ont prévu, d'autres pas.

D'une façon générale, il est assez rare de trouver un filtre moyenne fréquence à cristal sur les modèles de BC-312 ayant pour suffixes les dernières lettres de l'alphabet, au-delà du « G ». La présence d'un tel filtre est, par contre, habituelle sur les BC-342.

Comme le modèle BC-312 a été beaucoup plus courant que le BC-342, c'est le schéma d'un de ces appareils constituant un type « moyen », le BC-312 M, que nous publions pour répondre à la demande de plusieurs lecteurs (fig. 1).

L'appareil couvre sans trou de 1 500 Kc à 18 Mc en six gammes. Il ne reçoit donc ni les gammes « grandes ondes et petites ondes », ni les bandes amateurs des 21 et des 28 Mc. Cependant, du fait de son excellent blindage et que l'entrée antenne se fait par prise coaxiale sur son panneau avant, il se prête particulièrement bien à la réception des bandes non normalement couvertes à l'aide de convertisseurs.

Le BC-312 utilise neuf lampes remplissant les fonctions suivantes :

(VT-86) 6K7 = première HF ;
(VT-86) 6K7 = deuxième HF ;
(VT-87) 6L7 = mélangeuse ;
(VT-65) 6C5 = oscillatrice ;
(VT-86) 6K7 = première MF ;
(VT-86) 6K7 = deuxième MF ;
(VT-88) 6R7 = détectrice, VCA et première BF ;
(VT-66) 6F6 = BF de sortie.

L'alimentation est fournie par le dynamotor DM-21, qui transforme la tension d'entrée de 14 V en 235 V sous 90 millis. Notez à ce propos que la haute tension est inférieure aux classiques 250 V. Sur certains modèles, le dynamotor est un DM-17 de mêmes caractéristiques que le précédent, mais fonctionnant sur 12 V, avec une consommation d'environ 7 A.

Chacun des étages haute fréquence, l'oscillateur, le BFO et l'alimentation sont montés sur des châssis blindés indépendants, ce qui permet de les enlever sans avoir à rien changer au reste du poste. Ce mode de construction hautement recommandable explique l'efficacité remarquable du blindage. Notez que sur les BC-342, le bloc dynamotor est remplacé par un bloc d'alimentation secteur d'encombrement identique, portant l'immatriculation : RA-20. Cette alimentation délivre, outre la haute tension voulue sous 90 millis, une tension de 12 V pour le chauffage des lampes. Un coup d'œil sur le schéma montre, en effet, que ces dernières sont montées en série parallèle, deux par deux.

Nous n'avons mentionné l'alimentation RA-20 que pour mémoire, car elle est difficilement trouvable, ce qu'il ne faut d'ailleurs pas regretter outre mesure. Si elle a pour elle son faible encombrement permettant de la loger à la place du dynamotor, elle laisse en effet, par contre, à désirer du point de vue du filtrage. De plus, elle apporte à l'intérieur de l'appareil une source importante d'échauffement, ce qui n'est pas souhaitable du point de vue de la stabilité. Aussi est-il recommandé, même pour les possesseurs de BC-342, de retirer l'alimentation RA-20 du récepteur et de la placer dans le coffret du haut-parleur. La stabilité du poste y gagne et, en outre, il est alors possible de doubler les condensateurs de filtrage insuffisants.

Avec les valves modernes à fort isolement de cathode, la réalisation d'une alimentation utilisant les deux enroulements chauffage en série d'un transformateur classique, pour avoir une tension chauffage de 12 V environ, ne présente aucune difficulté. Nos lecteurs se reporteront utilement à ce sujet à notre article sur la conversion des Command Sets en page 12.

Evidemment, il est toujours possible de modifier le câblage des filaments pour alimenter toutes les lampes en parallèle sous 6,3 V. Le transfo d'alimentation devra pouvoir délivrer au minimum une haute tension de 235 V sous 90 millis et une tension de chauffage de 12 V sous 1,6 A ou de 6 V sous 3,1 A. Ceci, si la valve est chauffée par un enroulement séparé. Autrement, il faut ajouter la consommation filament de la valve au débit chauffage du transfo. Il y a tout intérêt à augmenter sensiblement les possibilités de débit de l'alimentation pour pouvoir alimenter aussi des convertisseurs destinés à la réception des gammes que le récepteur ne couvre pas.

Avant d'exposer les modifications qu'il convient d'apporter à l'appareil, précisons que le code suivant a été employé pour les couleurs du câblage :

Rouge = haute tension.
Marron = circuits grilles-écrans.
Bleu = circuits plaques.
Vert = circuits grilles de commande.
Marron foncé = circuits cathodes.
Jaune = circuit antifading.
Moucheté noir et blanc = filaments.
Blanc = masse.

La grosse prise multiple mâle blindée SO_1, située en bas et à droite du panneau frontal du poste, non seulement est inesthétique, mais offre un beau casse-tête à l'amateur désireux de déterminer à quoi peuvent correspondre toutes ses broches.

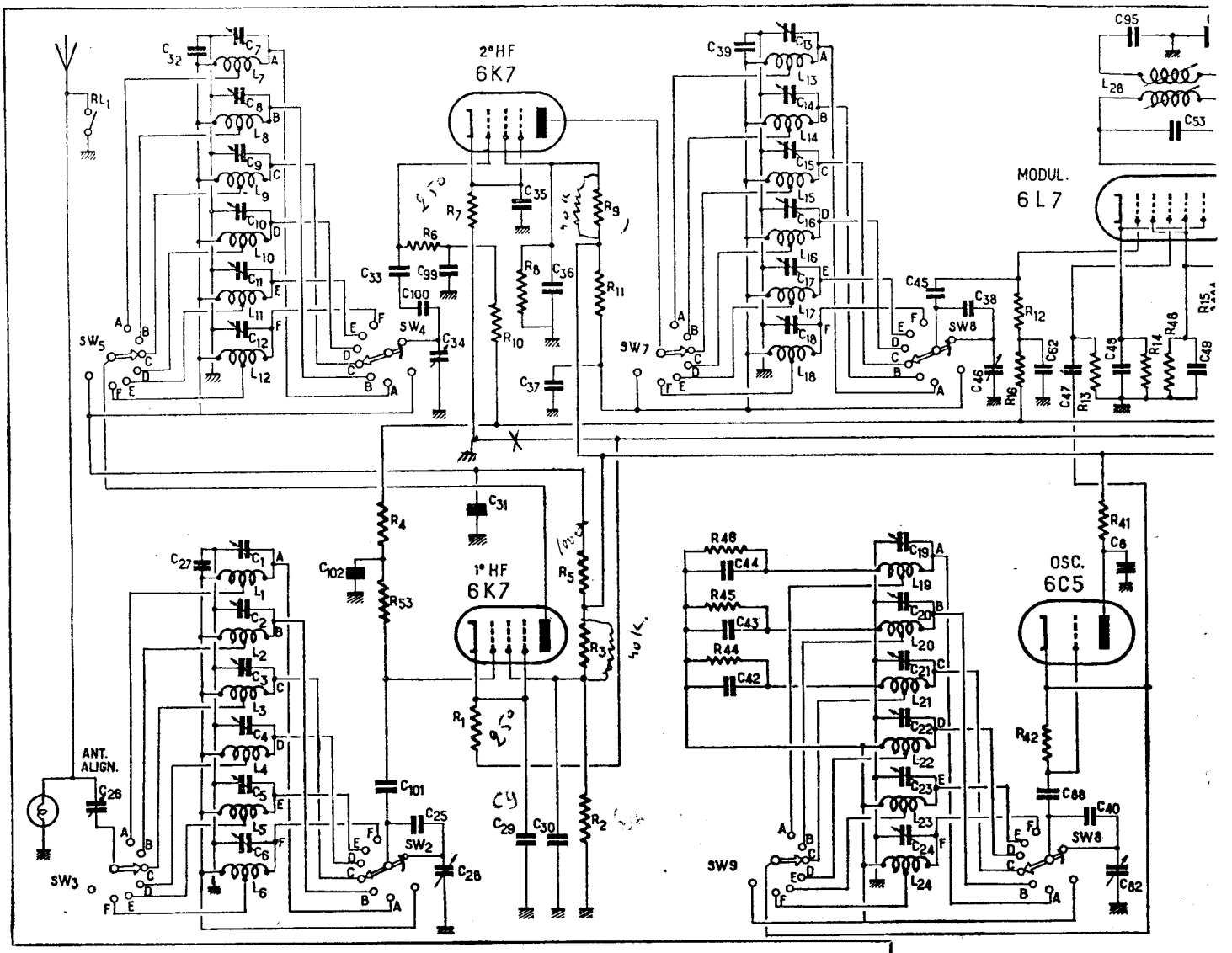
En fait, la plupart de ces dernières ne servaient qu'au raccordement avec l'émetteur appelé à fonctionner avec ce récepteur ; aussi, en pratique, est-il conseillé de l'enlever, étant donné qu'on trouve non loin d'elle, à l'intérieur du poste, la barrette relais P, sur laquelle on peut tout aussi bien faire les prises d'alimentation nécessaires. La cosse 7 de cette barrette correspond à l'arrivée plus haute tension, la cosse 8 devant être reliée à la masse et au moins haute tension. L'arrivée de la tension filaments de 12 V se fait sur les prises 5 et 6.

Il est tout trouvé de remplacer la prise multiple SO_1 par un support de lampe dont on raccorde les broches aux diverses prises d'alimentation haute et basse tension. Un vieux culot de lampe adapté au support utilisé fournit alors un bouchon idéal pour alimenter un convertisseur.

La basse tension provenant de l'accumulateur de 12 ou 14 V arrivait normalement aux deux grosses broches de SO_1, le positif en « T » et le négatif en « D ».

Les prises « E » et « U » reliées au jack « Microphone » J_4, la prise « N » reliée au jack « Key » et la prise « J » allant au commutateur « Send-Receive » SW_1 n'ont aucune utilité si le récepteur fonctionne indépendamment de l'émetteur auquel il était normalement accouplé. Nous parlerons plus loin de la prise « H ». Quant aux autres broches « D », « F », « G », « V », « S », « T » et « M », elles doivent être reliées à la masse.

A l'arrivée de l'antenne au récepteur, nous trouvons deux éléments déjà vus à propos des command sets : la lampe au néon LM_1, destinée à court-circuiter un signal trop fort, susceptible de détériorer



les bobinages d'entrée, par exemple celui d'un émetteur fonctionnant à côté de l'appareil, et le condensateur variable de fignolage de l'accord du circuit d'entrée C_{28}, dont le bouton sur le panneau avant porte l'inscription « Align Input ». Nous trouvons, en outre, le relais RL_1, commandé par le commutateur SW_1 « Send-receive », qui met l'antenne, ainsi d'ailleurs que la grille de commande de la 6R7, à la masse en position émission.

Ce relais, d'une utilité contestable et dont l'alimentation ne serait pas commode sur secteur, est à enlever. Le commutateur SW_1, « Send-receive », sera alors intercalé entre le point milieu du secondaire haute tension du transfo d'alimentation et la masse, pour permettre de couper la haute tension, tout en laissant les filaments des lampes alimentés (stand-by).

En alimentation secteur, l'un des circuits du contacteur à trois positions et quatre circuits SW12, qui servait normalement à assurer la coupure de l'arrivée basse tension en position « OFF », sera utilisé comme interrupteur général entre le secteur et le primaire du transfo d'alimentation. Précisons que la position « AVC » de ce contacteur signifie mise en service de l'antifading et la position « MVC », contrôle manuel de volume, sans antifading. Cette dernière position est en principe celle qui doit être employée pour la réception de signaux faibles.

SW11 est un simple coupe-circuit, permettant la mise en service de l'oscillateur de battement moyenne fréquence pour réception des télégraphies non modulées (BFO). Le bouton commandant le petit condensateur variable C_{84} et marqué « CW OSC CONTROL », permet de faire varier la tonalité de la note télégraphique donnée par le BFO.

Sur le panneau avant du poste, près du bouton de synthonie, se trouve celui de commande du rhéostat R_{55}, qui permet de réduire ou d'arrêter l'éclairage des lampes cadran LM2 et LM3. Sur les modèles ayant un filtre moyenne fréquence à cristal, ce rhéostat est remplacé par la commande de ce filtre (CRYSTAL PHASING). Sur alimentation secteur, le rhéostat n'a guère d'utilité et on peut le supprimer en reliant directement les lampes de cadran au circuit de chauffage des lampes.

Sont également à supprimer les fusibles F_1 et F_2, du type 10 A, se trouvant sur le panneau frontal, inesthétiques et sans utilité avec alimentation secteur. A la place du rhéostat et des fusibles, ainsi que des jacks J_4 « MICROPHONE » et J_5 « KEY » (manipulateur) ne servant à rien sur l'appareil, chacun a la possibilité de monter d'autres commandes accessoires plus utiles.

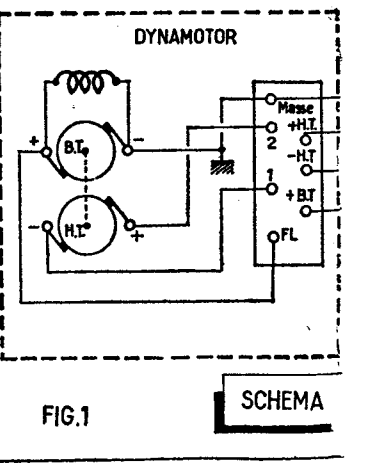


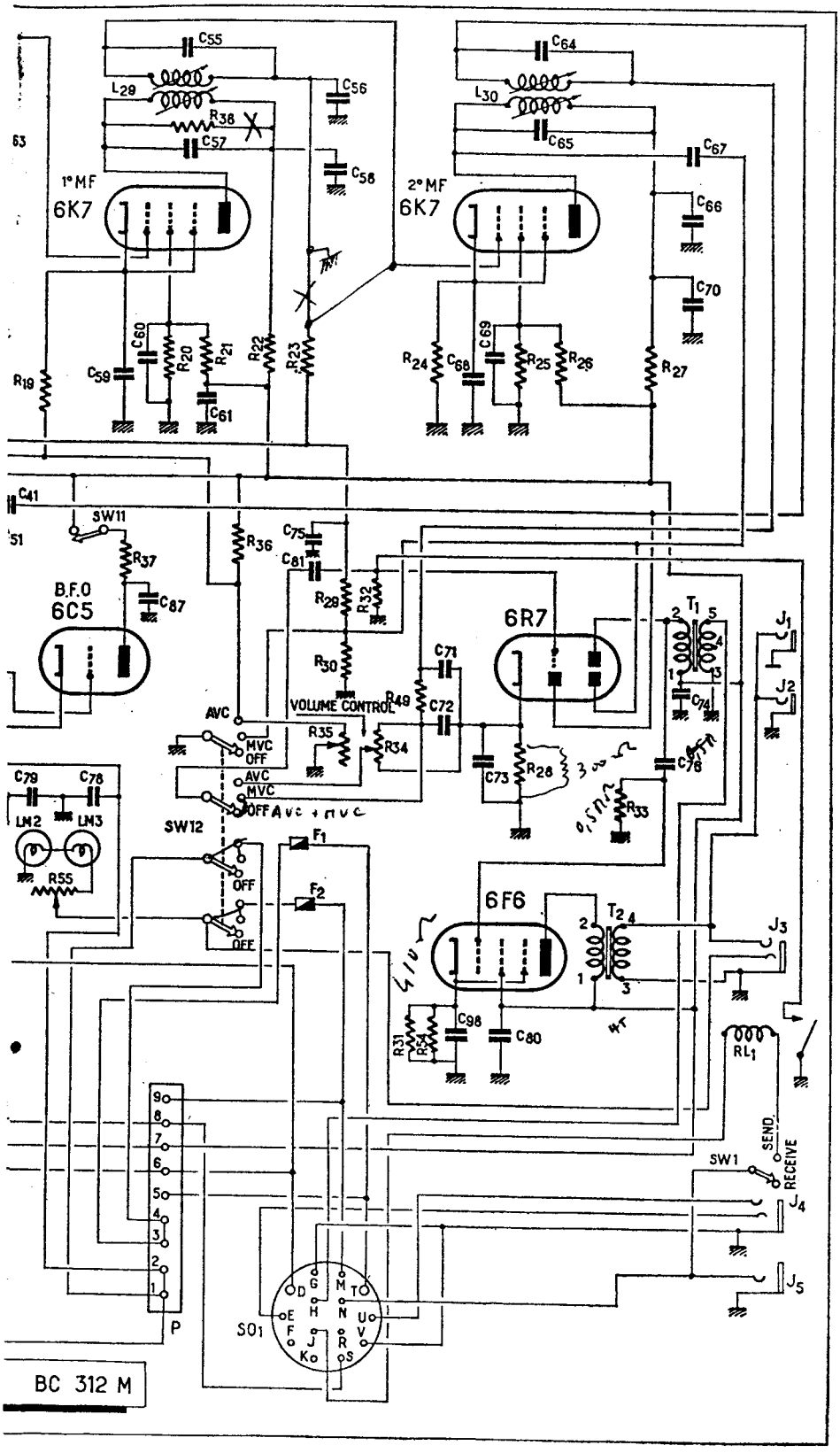
FIG.1 SCHEMA

Nomenclature des capacités et des résistances de la figure 1

C_{28}, C_{84}, C_{46}, C_{88} = condensateurs variables en ligne de quatre fois 226 µµF. Leur résiduelle = 13 µµF.

C_{26} = condensateur variable « align input » = 10-210 µµF.

C_1 à C_{24} = trimmers à air.



C_{27}, C_{29}, C_{30}, C_{31}, C_{32}, C_{35}, C_{36}, C_{37}, C_{39}, C_{46}, C_{49}, C_{50}, C_{59}, C_{60}, C_{61}, C_{62}, C_{68}, C_{69}, C_{70}, C_{73}, C_{74}, C_{75}, C_{87}, C_{90}, C_{103} = 0,05 Mfd.

C_{33}, C_{45}, C_{47}, C_{89}, C_{101} = 100 µµF.

C_{25}, C_{38}, C_{100} = 125 µµF.

C_{84} = condensateur variable 1-10 µµF « CW-OSC-ADJUST ».

C_{85} = ajustable à air 4-75 µµF.

C_{41} W 5 µµF. — C_{42} = 3 000 µµF. — C_{43} = 1 600 µµF.

C_{44} = 750 µµF. — C_{58} = 400 µµF.

C_{54}, C_{56}, C_{58}, C_{63}, C_{66}, C_{76}, C_{91} = 0,01 MFd. C_{78}, C_{79}, C_{80} = 0,1 MFd.

C_{55}, C_{64}, C_{65} = 50 µµF. C_{67} = 10 µµF.

C_{71} = 150 µµF. — C_{72} = 500 µµF. — C_{94}, C_{95} = 800 µµF.

C_{96}, C_{97} = 75 µµF. — C_{98} = 4 MFd.

R_1, R_7, R_{19}, R_{24} = 500 Ω.

R_5, R_{11}, R_{17}, R_{23} = 1 000 Ω.

R_{14} = 350 Ω. R_{29} = 750 Ω. R_{31}, R_{34} = 2 000 Ω.

R_{44} = 3 000 Ω. R_{45} = 5 000 Ω. R_{46} = 7 500 Ω.

R_{47} = 60 Ω. R_{51} = 10 000 Ω.

R_{15}, R_{41}, R_{43}, R_{50} = 30 000 Ω.

R_3, R_9, R_{21}, R_{26} = 40 000 Ω.

R_{13}, R_{52} = 50 000 Ω.

R_2, R_8, R_{20}, R_{25}, R_{35}, R_{48} = 60 000 Ω.

R_4, R_{10}, R_{16}, R_{18}, R_{22}, R_{36}, R_{37} = 100 000 Ω.

R_{42} = 200 000 Ω.

R_{39}, R_{53} = 250 000 Ω.

R_{40} = 500 000 Ω. R_{30} = N. Ω.

R_6, R_{12}, R_{38} = 2 MΩ.

R_{55} = rhéostat 75 Ω.

R_{54} = potentiomètre de 500 000 Ω.

R_{55} = potentiomètre de 50 000 Ω.

Conversion des BC-342 et BC-312

1. *Modifications pour améliorer la sensibilité et le rapport signal-souffle.*

R_1 et R_7, les résistances des cathodes des deux lampes haute fréquence, qui sont normalement de 500 Ω, doivent être remplacées par des 250 Ω. De même, R_8 et R_9, leurs résistances d'écran, doivent être ramenées de 40 000 Ω à 20 000 Ω, pour que la tension écran soit de l'ordre de 130 V. Pour cela, shunter les résistances existantes par d'autres de 40 000 Ω.

La première lampe HF doit être soustraite à l'action de l'antifading et du contrôle manuel de sensibilité. Pour cela, sa résistance de cathode R_{11}, ramenée à 250 Ω, qui va au potentiomètre de contrôle manuel de sensibilité, doit en être déconnectée et être mise à la masse. La résistance de fuite de grille de cette même lampe doit être déconnectée de C_{103} et R_4 (circuit antifading) et mise à la masse. Ainsi, la lampe d'entrée fonctionne toujours au maximum de sensibilité, ce qui réduit le souffle.

2. *Amélioration de la moyenne fréquence pour accroître la sélectivité.*

Le primaire du second transformateur MF L_{30} est amorti par la résistance R_{36} se trouvant à l'intérieur de son blindage. La supprimer.

La sélectivité peut également être sérieusement améliorée en remplaçant les deux derniers transformateurs MF par des modèles récents à pots fermes au ferroxcube. La difficulté réside dans le fait que ces transfos sont généralement accordés sur 455 Kc, alors que la moyenne fréquence de l'appareil doit être accordée sur 470 Kc. Enlever des spires aux enroulements n'est guère pratique avec des pots fermes magnétiques. Le mieux est de prendre des modèles dont chaque enroulement est shunté par un condensateur de la valeur la plus élevée possible de façon à pouvoir la réduire de quelque 20 à 30 pF, sans créer une instabilité se traduisant par des accrochages. Il serait avantageux que ces transfos soient à prises médianes, bien que cela ne soit pas indispensable. L'amateur adroit pourra également améliorer encore la sélectivité en augmentant sensiblement l'écartement entre les deux pots fermes de chacun des transfos.

3. *Amélioration de la basse fréquence.*

La résistance de filtre de la diode détectrice R_{49} a une valeur beaucoup trop élevée (500 000 Ω). La remplacer par une 50 000 Ω, ou la shunter par une 100 000Ω.

On peut aussi avantageusement remplacer la 6R7 par une 6Q7. Dans ce cas, il faut shunter la résistance de polarisation R_{28} par une autre de 300 Ω.

La résistance de fuite de la grille de commande de la 6F6, R_{33}, est beaucoup trop faible (50 000 Ω). La remplacer par une autre de l'ordre de 250 000 Ω.

Le transformateur de sortie T_2 a sur la plupart des modèles, un secondaire à haute

impédance, de l'ordre de 3 000 Ω. Deux solutions sont possibles :

A. — Le remplacer par un modèle courant adaptant les 7 000 Ω d'impédance plaque de la 6F6, à l'impédance de la bobine mobile du haut-parleur utilisé.

B. — Pour n'avoir rien à changer, relier les sorties secondaires de T_3 à celles du primaire d'un transfo de haut-parleur d'impédance primaire de l'ordre de 2 000 à 4 000 Ω, modèle classique, pour les lampes de sortie des récepteurs tous courants.

En dehors du jack de haut-parleur J_3 « SPEAKER SECOND AUDIO », les deux jacks prises de casques J_1 et J_2 « PHONE SECOND AUDIO » se trouvent également reliés au secondaire du transformateur de sortie. Il serait bien préférable pour réduire le bruit de fond lors de l'écoute au casque, qu'ils soient branchés à la sortie de la première BF (6R7). Ceci nous amène à parler du transformateur basse fréquence T_1 se trouvant dans le circuit plaque de cette lampe. Nous voyons sur le schéma que son secondaire est inutilisé, sa sortie « chaude » allant à la broche « H » de la prise multiple SO1. Sur certains modèles, cependant, cette connexion est reliée à l'un des deux jacks prises de casque qui porte alors la mention « PHONE FIRST AUDIO ». Si tel n'est pas le cas sur votre appareil, la transformation n'est pas compliquée à opérer. Remarquez qu'il existe deux sorties actives sur le secondaire de T_1, marquées 4 et 5. La prise 4 peut être avantageuse avec certains casques à basse impédance.

Si le casque employé est à haute impédance, on peut tout simplement le brancher entre la grille de commande de la 6F6 et la masse. De toutes façons, il est intéressant de remplacer les jacks simples existant sur l'appareil par d'autres à plusieurs lames avec système coupant la liaison avec la grille de commande de la 6F6 et la mettant à la masse lorsque l'on branche un casque, système classique sur les récepteurs de trafic, qui évite que le haut-parleur continue à tonitruer sans nécessité.

réalignement des récepteurs BC-312 et BC-342

Beaucoup d'amateurs l'utilisent comme moyenne fréquence variable derrière des convertisseurs. Cela ne justifie cependant pas les prix exagérés auxquels on voit trop souvent offerts ces appareils. C'est pourquoi d'ailleurs nous avons évité de les signaler à l'attention des débutants ignorants des possibilités offertes aux « chineurs » de surplus par les marchés aux puces et foires à la ferraille.

Naturellement, l'appareil trouvé à bon compte dans ces conditions ne paie généralement pas de mine et demande pour le moins un sérieux réalignement. Aussi, pensons-nous utile d'apporter quelques précisions complémentaires à ce sujet.

Nous commençons selon la pratique normale par l'alignement de la moyenne fréquence qui, rappelons-le, doit être accordée sur 470 kHz. Il est recommandé de laisser le récepteur et le générateur HF sous tension pendant une heure environ avant de commencer à opérer. Noter également que certaines vis de réglage des noyaux des transformateurs MF ne peuvent être atteintes sans enlever le dynamotor ou le bloc d'alimentation secteur incorporé. (En pratique, il y a fort à parier que cette alimentation ne se trouvera pas sur l'appareil et que l'amateur aura recours à une alimentation secteur extérieure raccordée par câbles à l'appareil.) Noter aussi que les vis de réglage des transfos comportent des écrous de blocage qu'il convient de desserrer avant de commencer l'alignement. Chaque transfo MF a une vis de réglage au sommet et une autre en dessous. Le transfo marqué « Ist Det Trans » est le premier transfo MF, jadis appelé « Tesla » ; celui marqué « Ist IF Trans » est en fait le second transfo MF et celui marqué « 2d IF Trans » est le troisième.

Les réglages suivants sur le panneau avant doivent être faits avant de commencer l'alignement (ne plus y retoucher ensuite) :

Placer le contacteur « OFF-MVC-AVC » sur la position « MVC ».

Si l'appareil comporte un filtre à cristal, mettre le « CRYSTAL PHASING » sur la position « OUT ».

Mettre le contacteur « CW OSC OFF-ON » sur la position « OFF ».

Mettre le volume control au maximum de gain.

Brancher un voltmètre de sortie (le contrôleur universel en position alternatif) au jack marqué « PHONES 2D AUDIO ».

Le générateur HF étant accordé sur 470 kHz, connecter sa sortie au téton de la mélangeuse (sans enlever le clip qui y aboutit) à travers une résistance de 300 Ω. Ne pas oublier de relier la masse du générateur à celle du récepteur. Toujours utiliser la tension de sortie la plus faible du générateur donnant une bonne indication de la résonance. Commencer par aligner le troisième MF (marqué 2d IF), puis le second et enfin le premier. Recommencer dans le même ordre jusqu'à ce que soit obtenue la lecture maximum sur le voltmètre de sortie.

La MF étant convenablement alignée, procéder de suite au réglage du BFO. Mettre le contacteur « CW OSC » sur la position « ON ». Supprimer la modulation du générateur HF. Mettre la flèche du bouton « CW OSC ADJUST » en position horizontale. Le trimmer du BFO est alors accessible par un trou dans le panneau avant (situé au-dessus du contacteur « CW OSC OFF-ON ») après avoir enlevé le capuchon. Agir sur le trimmer jusqu'à ce qu'on entende une note de battement. Faire le battement nul. Faire tourner le bouchon « CW OSC ADJUST » de 90° vers la droite. Pendant cette rotation, la note du signal doit monter vers l'aigu, puis diminuer lorsqu'on se rapproche de la position horizontale. A titre de vérification, faire varier l'accord du cadran de l'appareil sur une gamme étendue de fréquences : la note de battement ne doit pas varier si le BFO a été bien réglé.

alignement des circuits HF

Les points d'alignement pour ces circuits sont les suivants :

Bande A : 2 900 kHz
Bande B : 4 900 kHz
Bande C : 7 850 kHz
Bande D : 11 000 kHz
Bande E : 13 750 kHz
Bande F : 17 700 kHz

On commencera par l'alignement de l'oscillateur local. *Sur les bandes A, B et C, l'oscillateur local fonctionne sur une fréquence de 470 kHz plus élevée que celle du signal reçu. Sur les bandes D, E et F, il oscille au contraire sur une fréquence plus basse de 470 kHz que celle du signal incident.* Sur les bandes A, B et C il conviendra de régler les trimmers de l'oscillateur local à la capacité minimum pour laquelle on obtient un battement. Par contre, sur les bandes D, E et F, il faudra régler ces trimmers à la capacité maximum pour laquelle on obtient un battement. Ceci évite automatiquement de s'accorder sur une fréquence-image.

Couper le BFO. Remettre la modulation au générateur HF, dont la sortie reste reliée au téton de la mélangeuse. Régler le générateur sur la fréquence convenable (indiquée précédemment) pour la bande à aligner. Le récepteur étant accordé sur cette gamme, le trimmer de l'oscillateur local doit être ajusté de façon à obtenir la déviation maximum du voltmètre de sortie. Tenir compte de ce qui a été dit plus haut pour éviter de s'accorder sur une fréquence-image.

Lorsque ces opérations ont été effectuées pour toutes les gammes sur les fréquences d'alignement spécifiées, passer à l'alignement des étages HF proprement dits.

Enlever les vis à tête plate et la plaque de blindage qui recouvre les bobinages de l'ampli HF. La sortie du générateur HF doit être reliée au téton de grille du second tube HF par un condensateur de 50 pF. Aligner le circuit grille de la mélangeuse pour obtenir le gain maximum. Puis, connecter la sortie du générateur au téton de grille de la première lampe HF et aligner le circuit grille du second étage HF. Laisser en place les clips sur les tétons chaque fois qu'on y connecte le générateur. Lorsqu'on agit sur les trimmers d'une gamme, ne pas toucher à ceux des autres.

Régler d'abord tous les circuits d'une gamme avant de passer à une autre. Faire attention à utiliser le niveau de sortie minimum du générateur. Pour l'alignement du circuit antenne, mettre le bouton « ALIGN INPUT » à mi-course (la flèche pointée versle haut) et ajuster le trimmer du circuit grille du premier étage HF pour obtenir le maximum de gain. Cet alignement doit être vérifié pour tous les points de la gamme. Il est cependant à noter qu'un alignement parfait n'est généralement pas possible sur toute l'étendue des gammes A et B et qu'une position de compromis doit être déterminée en vérifiant plusieurs fois l'alignement sur toute la bande puis en adoptant le réglage donnant les meilleurs résultats.

Vérifier finalement l'alignement sur au moins trois points de chaque gamme. Ne pas s'affoler si cela ne colle pas exactement : en pratique un alignement parfait n'est jamais obtenu. Si l'alignement apparaît impossible sur une ou plusieurs gammes, se rappeler ce que nous avons dit sur le soin qu'il faut apporter à ce que la fréquence initiale d'alignement de l'oscillateur local soit du bon côté par rapport à celle du signal incident.

Convenablement alignés, ces récepteurs doivent délivrer un signal de sortie d'au moins 10 mW pour un signal d'entrée de 5 µV, et ce, sur n'importe quelle fréquence de leur gamme de réception, avec un rapport signal bruit de fond de 4 à 1. S'il n'en est pas ainsi et si les lampes sont bonnes il y a tout lieu de penser que l'appareil a subi quelque détérioration et l'on se trouve devant un problème de dépannage plus ou moins ardu. Une bonne précaution consiste à remplacer les condensateurs de découplage qui constituent le point faible de ces récepteurs.

le walkie-talkie

WS-38

Il s'agit, disons-le de suite, d'un parent pauvre du Walkie-talkie américain BC-611 (SCR-536) bien que ces deux appareils fonctionnent sur des gammes de fréquences analogues et présentent techniquement de grandes similitudes. En effet, tandis que sur le BC-611 des oscillateurs à quartz sont utilisés pour le changement de fréquence en réception et pour le pilotage en émission, le WS-38 n'utilise pour ces fonctions qu'un auto-oscillateur.

La gamme couverte par l'appareil, tant en réception qu'en émission, va de 7 400 KHz à 9 000 KHz. Elle se trouve donc comprise entre la bande amateurs des 40 m et celle des 20 m. Cependant, en poussant à fond la capacité des trimmers des condensateurs variables, il doit être possible de couvrir la bande 40 m, mais alors l'étalonnage du cadran (étalonné en mégacycles) ne correspond plus à rien.

Le WS-38 est ce qu'il est convenu d'appeler un « transceiver », c'est-à-dire un appareil où les mêmes lampes servent à assurer des fonctions différentes en émission et en réception. Il s'agit de quatre pentodes ARP12 (analogues à la 1T4 mais à chauffage 2 V et culot octal) et d'une pentode de puissance ATP4. Nous avons donné les caractéristiques et les brochages de ces lampes à propos du WS-18, précédemment décrit.

L'appareil se présente dans un coffret parallélépipédique de 23 cm de profondeur. Le panneau avant sur lequel se trouvent les commandes mesure 16,5 cm × 16 cm.

La lecture du schéma d'un transceiver est toujours chose difficile du fait des commutations et des fonctions différentes que prennent les mêmes lampes. Sur notre schéma, le commutateur général « Send-Receive-Off » (émission-réception-arrêt) est présenté sur position « Off ».

Supposons-le maintenant sur la position « Receive » pour étudier, en partant de l'antenne, le fonctionnement du récepteur. Nous avons deux prises d'antenne permettant d'intercaler le petit condensateur C1A ce qui offre une certaine possibilité d'adaptation de l'aérien. L'antenne attaque à haute impédance la self d'entrée L_1, accordée par le condensateur variable C3A et l'ajustable C1B.

Comme la self L_1 sert en même temps de self PA à l'émission et est dans ce cas parcourue par la haute tension, elle est isolée au point de vue continu, de l'antenne par C5A, de la grille de commande de la haute fréquence (C1A) par C5B et de la masse par C15A.

Un second circuit oscillant accordé sur la fréquence reçue se trouve dans la plaque de la lampe haute fréquence (L_3, le condensateur variable C4A et le trimmer C1C). Le couplage à la grille de commande de la mélangeuse (V1C) est capacitif (C5D).

Le montage de l'oscillateur local (V1B) est assez particulier. L'injection se fait simplement, la plaque de la lampe oscillatrice étant reliée directement à celle de la lampe haute fréquence. L'oscillateur est du type ECO pour lampe à chauffage direct que nous avons déjà rencontré sur le WS-18. L'une des sorties filament de la lampe est reliée à une prise sur la self oscillatrice L_5, à la façon de la cathode dans un ECO classique. Cependant pour isoler le filament de la masse, l'autre sortie est séparée du circuit chauffage par une self de choc HF. Cet enroulement (L_4) est en même temps utilisé pour accroître le couplage réactif à L_5.

Le couplage de la mélangeuse (V1C) à la moyenne fréquence (V1D) s'effectue classiquement par un filtre de bande (L7A-L7B) et celui de la MF à la détection, assurée par une diode au germanium, par le transfo L_7, L_8, L_9. Le redresseur sec, assure également l'antifading qui commande la HF, la modulatrice et la MF. Le CAV a d'ailleurs plutôt pour fonction d'assurer à ces lampes une polarisation convenable que d'assurer une véritable action antifading.

Nous en arrivons maintenant à l'un des aspects les plus originaux de l'appareil. Le signal détecté est renvoyé sur la grille de la lampe moyenne fréquence (V1D) à travers R7C, R5B, R4C et L7B. Il s'agit d'un montage « réflex » permettant de faire jouer à V1D, en même temps que le rôle d'ampli MF, celui d'ampli BF. Le signal BF amplifié par cette lampe est envoyé, à travers L_7 et L_8, au primaire du transformateur de sortie T_2, dont le secondaire alimente le casque d'écouteurs *branché entre la sortie à fil vert et la masse (fil bleu)*.

Voyons maintenant le fonctionnement en émission.

L'oscillateur local (V1B) devient alors oscillateur pilote. La lampe de puissance ATP4 (V_2), qui n'est pas utilisée en réception, est la lampe PA et la lampe MF (V1D) devient modulatrice.

Revenons sur l'oscillateur. Fonctionnant en pilote, il doit naturellement pouvoir osciller sur toutes les fréquences de la gamme couverte par l'appareil, c'est-à-dire de 7,4 à 9 MHz. Par contre, en réception, il doit fonctionner sur des fréquences supérieures de façon que l'oscillateur crée avec les signaux incidents un battement donnant la moyenne fréquence. Cela posait un sérieux problème d'alignement puisqu'il fallait, non seulement qu'en réception le CV oscillateur suive les CV HF, mais aussi qu'à la même graduation du cadran corresponde en émission une fréquence exactement inférieure de 465 kHz à celle de réception sur le même réglage. Pour obtenir ce résultat, le circuit S1C du commutateur « Send-Receive-Off » met le condensateur C7D en parallèle sur le circuit oscillant L_3, C4B, C1D, en position émission, tandis qu'en position réception il place en parallèle sur le même circuit

valeurs des divers composants du WS-38

Voici les valeurs des différentes capacités, inductances et résistances du WS-36 :

1. — *Capacité.*

C_1A - B - C - D = 5 à 40 pF.
C_2A = 4,5 pF ± 10 %.
C_3B = 3 à 12 pF = sur WS-38 MARK II.
C_3B = 3 à 30 pF = sur WS-38 MARK II*.
C_4A = 5 à 35 pF. g
C_4A = 5 à 50 pF. g 3 sections.
C_4B = 5 à 50 pF. g
C_5A - B - C - D - E = 100 pF ± 15 %.
C_6A - B - C - D - E - F = 0,01 µF.
C_7A - B - C - D = 45 pF.
C_8A - B - C - D = 200 pF.
C_9A = 35 pF sur 38 MARK II.
C_9A = 18 pF sur 38 MARK II*.
$C_{10}A$ = 1 µF.
$C_{11}A$ = 175 pF.
$C_{12}A$ = 4 µF.
$C_{14}A$ = 25 µF.
$C_{15}A$ = 0,01 µF.
$C_{16}A$ = 30 pF sur 38 MARK II.
$C_{16}A$ = 680 pF sur 38 MARK II*.

2. — *Selfs et inductances.*

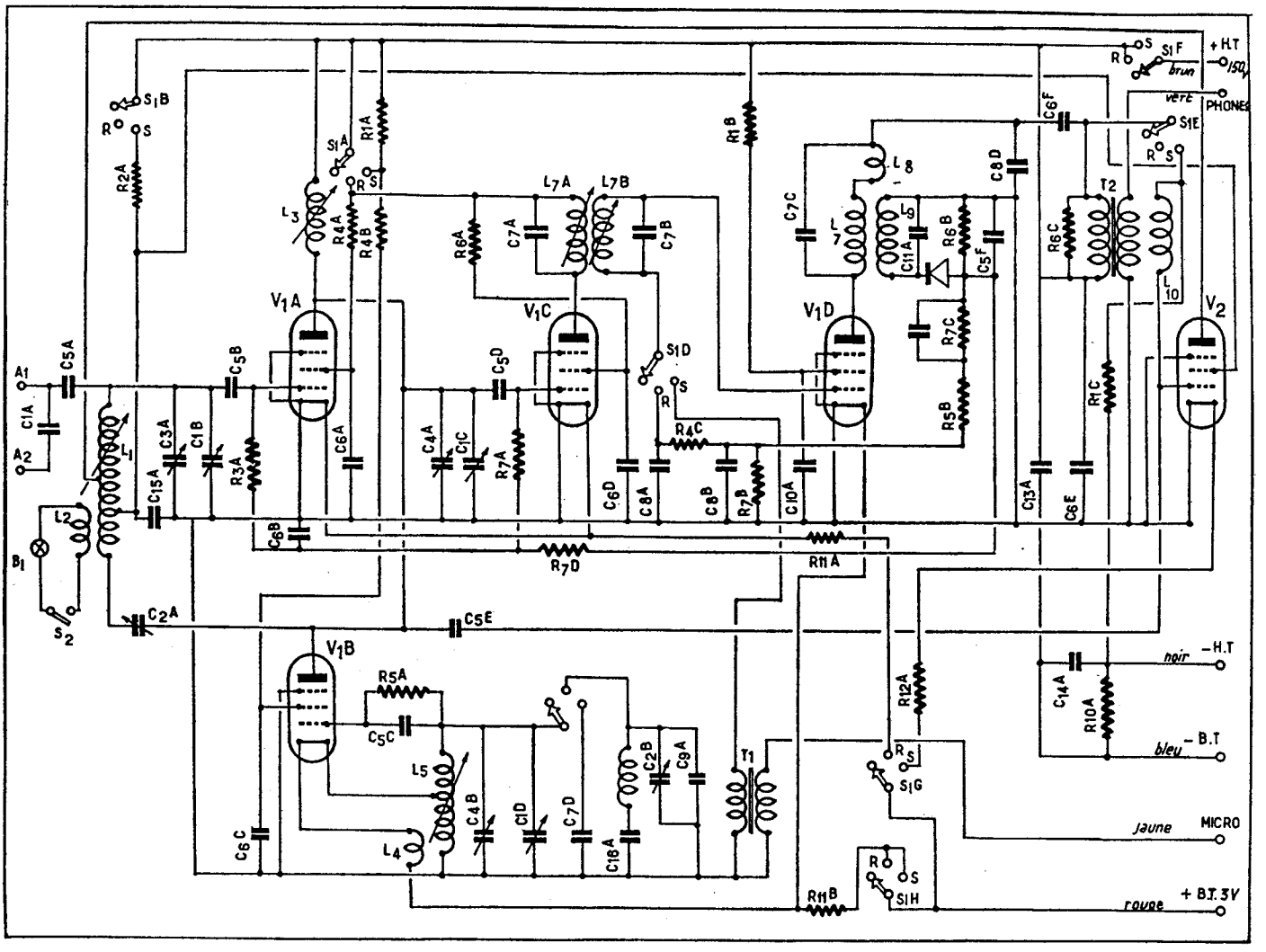
L_1 et L_2 = 6,3 µH.
L_3 et L_4 = 4 µH.
L_5 = 16 µH sur 38 MARK II.
L_5 = 14 µH sur 38 MARK II*.
L_6 = 215 µH sur 38 MARK II.
L_6 = 9 µH sur 38 MARK II*.
L_7A - B - C = g
L_8 = g 5 mH.
L_9 = 1,7 mH.
L_{10} = 1,25 mH.

3. — *Résistances.*

R_1A = 220 000 Ω.
R_1B = 180 000 Ω.
R_1C = 100 000 Ω.
R_2B = 600 Ω.
R_3A = 1 00 000 Ω.
R_4A - B - C = 100 000 Ω.
R_5A - B = 50 000 Ω.
R_6B - C = 470 000 Ω.
R_7A - B - C - D 2 000 000 Ω.
$R_{10}A$ = 1 500 Ω.
$R_{11}A$ = B = 5 Ω.
$R_{12}A$ = 1,7 Ω.

Comme ce fut le cas pour de très nombreux appareils militaires, le WS-38 a subi des modifications au cours des années de production. Ces modifications n'ont en général porté que sur des détails. Le modèle initial porte l'indication « Mark I » du « Mk 1 ». Les valeurs des éléments données ci-dessus concernes les versions suivantes : « Mark II » et « Mark II* ».

Détail très important : *la moyenne fréquence du WS-38 est accordée sur 285 kHz.* La puissance antenne de l'appareil en émission est de 0,02 W environ.



la self L_6 en série avec C16 A, et les condensateurs C2B et C9A. La self L_4, en parallèle sur L_6, a pour résultat de réduire l'inductance de l'ensemble. Le padding C16A et les trimmers C2B et C9A permettent l'alignement.

En émission comme en réception, la lampe V1B a son circuit plaque accordé par L_3, C4A, C1C. La plaque de cette lampe est couplée par C5E à la grille de commande de la lampe finale V_2). Notez que le pôle négatif de la pile haute tension (de 150 V) *n'est pas relié directement à la masse.* La prise d'*arrivée du — HT* (*fil noir*) est reliée au châssis par R10A et découplée par C14A. On a ainsi à cette prise une tension négative assurant la polarisation de la ATP4. La grille de commande de cette lampe est reliée à ce point par la self de choc L_{10} et la résistance de fuite R1C. La plaque de la ATP4 est piquée sur la self L_1, qui sert ainsi de self de sortie à l'émission, en même temps que de self d'entrée à la réception. Pour permettre l'accord du PA, une boucle de Hertz (L_2, l'ampoule B_1 et l'interrupteur S_2) est couplée à L_1. Le neutrodynage du PA est assuré par C2A, reliant L_1 à la grille de commande de V_2.

L'appareil servant uniquement en téléphonie, la modulation s'effectue dans la grille de commande de la lampe PA. Un micro à charbon est branché entre la *prise micro* (fil jaune) et *le + basse tension* (*fil rouge*). Il est ainsi branché en parallèle sur le primaire du transformateur microphonique T_1 dont le secondaire attaque, à travers L7B, la grille de commande de V1L, qui sert en émission d'ampli de modulation.

Seul le primaire du transformateur de sortie T_2 est utilisé en émission et sert de self BF, la modulation étant envoyée sur la grille de la ATP4 par le condensateur C6F.

Voyons maintenant les commutations opérées par le contacteur à huit circuits et trois positions « Send-Receive-Off », pièce maîtresse de l'appareil.

S1H : envoie le positif de la basse tension aux filaments de V1B et V1D sur les positions « R » et « S ». Il coupe le chauffage de ces deux lampes sur « Off ». R11B chute le 3 V de la batterie de chauffage à 2 V.

S1G : en position « Receive », envoie la basse tension chutée par R_{11} aux filaments de V1C et V1A ; en position « Send », il envoie la basse tension, chutée par R12A, au filament de V_2. Il coupe le chauffage de ces trois lampes en position « Off ».

S1F : coupe l'arrivée de la haute tension en position « Off » et l'envoie à l'ensemble de l'appareil sur les autres.

S1E : mettant en circuit C6F, envoie la modulation au circuit grille de V_2, en position « Send ».

S1D : envoie sur la grille de V1D le signal détecté, en position « Receive », et la modulation du transfo microphonique en position « Send ».

S1C : nous avons exposé en détails les commutations qu'il opère à propos du fonctionnement de l'oscillateur.

S1B : envoie le + haute tension (à travers R2A) sur la self L_1 et la plaque et l'écran de la lampe PA en émission.

S1A : en position « Receive », alimente en haute tension l'écran de V1A et la plaque et l'écran de V1C ; en position « Send », court-circuite la résistance R1A, ce qui augmente la haute tension appliquée à l'écran de V1B. Sur « Off », il coupe l'alimentation de l'écran de V1A et de la plaque et de l'écran de V1C.

Nous avons reproduit le schéma original en gardant les désignations des divers éléments. Ces désignations anglaises sont peut-être assez compliquées mais elles permettent de repérer facilement les éléments ayant la même valeur. Par exemple, un condensateur marqué « C2A » a la même valeur qu'un autre marqué « C2B ». La lettre suffixe seule permet de différencier les éléments identiques. Nous avons agi ainsi pour la raison majeure que nous ne connaissons pas les valeurs de ces divers éléments et que dans ces conditions il sera plus facile à l'amateur aux prises avec un WS-38 de s'y reconnaître.

Disons pour finir que la puissance de l'émetteur est trop faible pour permettre un trafic intéressant sur une bande aussi encombrée que celle des 40 m et qu'il ne faut pas penser en tirer mieux que des communications à faible distance. Il peut cependant présenter une réelle utilité dans des cas particuliers, nous pensons notamment aux « broussards ». L'appareil fournit d'autre part un honnête récepteur portatif pour la bande des 7 méga.

le Wireless SET-58

« walkie-talkie » canadien

Cet appareil couvre toute la gamme de 6 à 9 MHz, tant à la réception qu'à l'émission, et son récepteur, d'une surprenante sensibilité, nous a permis de suivre confortablement le trafic des amateurs sur la bande des 40 m avec un simple bout de fil traînant par terre comme antenne. La bande de radiodiffusion des 49 m nous permettait de recevoir les informations. N'ayant pas d'autorisation officielle, nous n'avons pas essayé l'émetteur. D'ailleurs, ne possédant aucune documentation sur l'appareil, pas même le schéma, nous nous sommes estimés fort heureux d'arriver à faire fonctionner le récepteur en suivant un processus empirique. En effet, l'ensemble est tellement compact qu'il faudrait pratiquement tout démonter pour pouvoir relever le schéma.

Le WS-58 se présente dans un coffret métallique rigoureusement étanche de 36 × 15 × 18 cm avec une poignée permettant de le porter comme une mallette. Sur l'un des côtés du coffret se trouve la prise multiple de branchement de l'alimentation, du casque et du micro. L'interrupteur d'alimentation se trouve sur cette prise. Sur la face opposée au couvercle se trouvent la prise d'antenne et la borne « terre ».

L'appareil proprement dit se trouve fixé à l'intérieur du coffret sur un berceau anti-chocs à tampons de caoutchouc, pour une bonne part responsable de l'encombrement. Le panneau avant du poste (fig. 1) mesure en effet 27 × 18 cf et la profondeur du châssis est de 9 cm. Dans cet espace réduit se trouvent : un récepteur superhétérodyne à 5 lampes, un émetteur à deux étages et une lampe modulatrice ainsi qu'un appareil de mesures permettant, grâce à un commutateur de vérifier à chaque instant l'état des piles haute et basse tension, la consommation anodique du récepteur et de l'émetteur ainsi que le débit plaque de la lampe PA.

L'un des avantages de l'appareil, par rapport aux WS-18 et WS-38 précédemment décrits est *qu'il utilise à la réception des lampes « cacahuètes » américaines courantes* (une 1R5, deux 1T4 et deux 1S5). Une autre 1S5 doit servir de modulatrice de l'émetteur. Ce dernier emploie deux lampes « locktal » 1299, alias 3D6. Comme il s'agit d'une lampe peu courante, sauf sur les appareils surplus, nous sommes certains que ses caractéristiques intéresseront de nombreux amateurs.

La 1299/3D6 est une tétrode de puissance à chauffage direct pouvant être chauffée soit sous 2,8 V × 0,11 A, soit sous 1,4 V × 0,22 A. Sa dissipation plaque maximum est de 4,5 W. Elle peut servir soit en basse fréquence, soit en émission. Ses caractéristiques sont les suivantes :

En amplificatrice BF classe A

Tension anodique : + 135 V.
Polarisation : — 6 V.
Tension écran : + 90 V.
Courant écran : 0,7 mA.
Courant plaque : 5,7 mA.
Pente : 2 200 µΩ.
Impédance de charge : 13 000 Ω.
Puissance de sortie : 500 mW.

En émission, les tensions à ne pas dépasser sont de 180 V pour la plaque et à 135 V pour l'écran.

Conditions d'utilisation normales à classe C (télégraphie) :

Tension anodique : + 150 V.
Tension écran : + 135 V.
Polarisation : — 20 V.
Courant plaque : 23 mA.
Courant écran : 6 mA.
Courant grille : 1 mA.
Puissance d'excitation nécessaire : 0,25 W.
Puissance de sortie : 1,4 W.
Capacité d'entrée : 7,5 pF.
Capacité de sortie : 6,5 pF.
Capacité grille-plaque : 0,30 pF.

La fréquence limite d'utilisation (à plein rendement) est de 50 MHz. La figure 2 donne le brochage de cette lampe.

Evidemment, avec une lampe de sortie de puissance aussi réduite, la portée de l'émetteur — qui dépend dans une large mesure de la topographie — n'est pas bien grande, bien que lorsque la propagation est bonne une portée de plusieurs centaines de kilomètres ne soit pas exclue sur la bande des 40 m.

Voyons maintenant comment faire fonctionner l'appareil. Une prise multiple mâle à 10 broches se trouve à droite du panneau avant. Si on la regarde à l'envers (de l'intérieur de l'appareil), on constate que chaque broche est numérotée. Les broches 5 et 10 sont à la masse et la broche 6 n'est pas connectée.

Placer le commutateur « METER SW » sur la position « A-BAT. » qui permet de mesurer avec l'appareil de mesures la tension de chauffage. Relier le négatif d'une pile de 1,5 V à la prise 5, ou à la prise 7, ou encore à la masse. En connectant le positif de la pile à la broche 4 on doit observer une déviation de l'appareil de mesure d'aiguille doit aller un peu au-delà de la graduation 10) ce qui indique que les lampes sont convenablement chauffées. Reste à appliquer la haute tension. Cette dernière peut être comprise entre 65 et 90 V. Il y a donc intérêt à employer une pile de 90 V qui durera plus longtemps. Le négatif de cette pile sera relié à la masse (broches 5 ou 10) et le positif à la broche 2. Le commutateur « METER SW. » étant alors placé sur la position « 90 », l'aiguille doit dévier presque jusqu'à la graduation 10. Un casque étant alors connecté entre la broche 8 et la masse et une antenne branchée à la prise femelle d'antenne se trouvant à l'arrière du châssis, tourner à fond, dans le sens des aiguilles d'une montre, le bouton « VOL ». Vérifier que le loquet du contacteur émission-réception « RECV-SEND » est bien levé et que ce contacteur est sur la position « RECV ». Vous devez entendre dans le casque un bruit de fond indiquant que l'appareil fonctionne. Rechercher alors les stations en tournant le cadran « RECEIVER » à l'aide de son petit bouton hexagonal. Ne pas empoigner directement le disque gradué en mégacycles du cadran pour tourner plus vite. Ce faisant, vous créeriez rapidement du jeu et détruiriez l'étalonnage. Une fois une émission captée, agir sur le bouton « TRIM » (trimmer d'antenne) pour la faire sortir au maximum, en ramenant le volume contrôle au réglage convenant à l'intensité d'audition désirée. Le commutateur « METER SW. » étant alors placé sur la position « R. DRAIN » (consommation du récepteur) doit dévier entre les graduations 4 et 7 qui indiquent le nombre de milliampères consommés, le débit le plus bas étant obtenu avec une haute tension de 65 V et le plus élevé avec 90 V.

L'une des originalités du WS-58 est qu'il ne comporte aucun condensateur variable, aussi bien en émission qu'en réception. Les cadrans démultiplicateurs entraînent des noyaux magnétiques qui plongent plus ou moins dans les bobinages. Ce système est d'une précision mécanique admirable. Un autre des bons points de l'appareil est que la commutation émission-réception se fait sur son panneau avant et non sur une pédale d'un combiné téléphonique comme cela est malheureusement le cas sur nom-

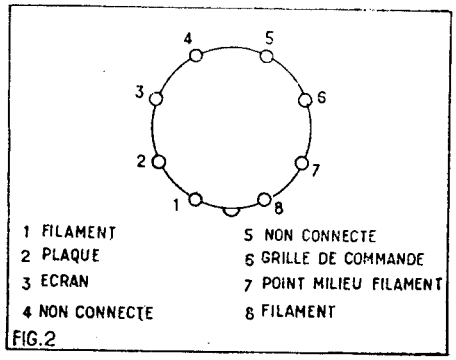


FIG.2

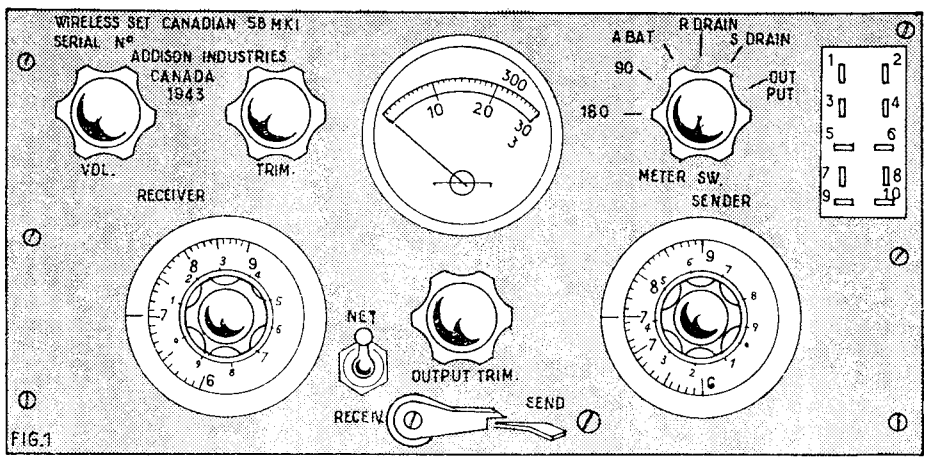


FIG.1

bre de postes du même genre, ce qui pose de délicats problèmes lorsqu'on ne trouve pas en même temps que le poste le combiné qui lui convient.

En ce qui concerne la partie émission, nous ne pouvons que donner des renseignements fragmentaires. La haute tension du PA peut être comprise entre 130 et 180 V. L'arrivée du plus haute tension se fait à la broche 3. Le commutateur « METER SW. » placé sur la position « 180 » permet de lire la tension appliquée. La consommation de l'émetteur, compris entre 13 et 23 millis peut être lue en mettant ce contacteur sur la position « S. DRAIN ». Tout cela, bien entendu, en mettant le contacteur à ressort « RECV-SEND » sur la position « Send ». Le bouton « Output TRIM » sert à fignoler le réglage du PA pour obtenir le rendement maximum, le contacteur de l'appareil de mesure étant sur position « OUTPUT ». Eviter de laisser longtemps le commutateur émission-réception sur la position « SEND » pour ne pas pomper trop rapidement la pile haute tension. C'est pour cette raison qu'un ressort a été prévu qui le ramène automatiquement sur la position « RECV ».

L'interrupteur se trouvant à gauche du commutateur « RECV-SEND » permet, en le mettant sur la position « NET » (réseau), de mettre en service le pilote de l'émetteur en même temps que le récepteur pour régler son émission sur la fréquence du correspondant en faisant le battement zéro avec le signal reçu.

examinons en détail le WS-58

Dans notre précédent article, nous avions donné la correspondance des broches de la prise multiple d'alimentation se trouvant sur le panneau avant de l'émetteur-récepteur, uniquement en ce qui concernait les branchements à effectuer pour faire fonctionner le récepteur. La figure 1 donne la correspondance de toutes les broches de cette prise pour pouvoir alimenter aussi bien l'émetteur que le récepteur. Les broches 5 et 10 correspondent à la masse, point commun au négatif de la haute tension, au négatif de la tension de chauffage et au positif de la pile de polarisation. Le positif de la haute tension pour l'émetteur (180 V maximum) aboutit à la broche 3, et celui de la HT du récepteur (90 V maximum) à la broche 2. Le positif de la tension va à la prise 4. Le négatif de la pile de polarisation doit être relié à la broche 9. Signalons au passage que le manuel se contredit en ce qui concerne cette pile de polarisation et parle successivement d'une pile de 6 V, de 18 V ou de 21 V. Cette dernière valeur nous semble devoir être la bonne. Il est vrai qu'avec un appareil d'aussi faible puissance des variations aussi grandes dans la tension de polarisation ne peuvent pas avoir de conséquences bien sérieuses. Tout au plus une augmentation de la consommation du PA de l'émetteur lorsque cette tension diminue par trop. La seule explication logique que nous voyons de ces renseignements contradictoires est que la pile à utiliser doit être du type 21 V, qui délivrera effectivement une tension de 18 V au bout de peu de temps de service et qui devra obligatoirement être changée lorsque sa tension aura été réduite à 6 V, l'augmentation du courant plaque PA au-dessous de cette tension étant susceptible de détériorer la lampe. Rappelons que l'on peut lire le courant plaque de la lampe PA en plaçant le contacteur de l'appareil de mesure sur la position « Sender Drain ». Le micro à grenaille se branche entre la broche 7 et la masse, et le casque (d'impédance 6 000 Ω) entre la broche 8 et la masse. La broche 6 n'est pas connectée. Par contre, bien que cela ne soit pas porté sur la figure 1, la broche 1 a une utilisation lors de l'emploi de l'alimentation à vibreur. En position émission elle est en effet reliée par le contacteur « Send-Receive » au positif du chauffage et envoie à l'alimentation à vibreur une tension de 1,5 V actionnant son relais à cinq contacts (voir figure 3). Le microphone à utiliser est du type DM-1 (à charbon) spécialement prévu pour éliminer les bruits ambiants. Pour obtenir une profondeur de modulation suffisante avec un tel micro, il faut parler très près et il est recommandé d'appuyer le sommet de sa grille contre la lèvre supérieure.

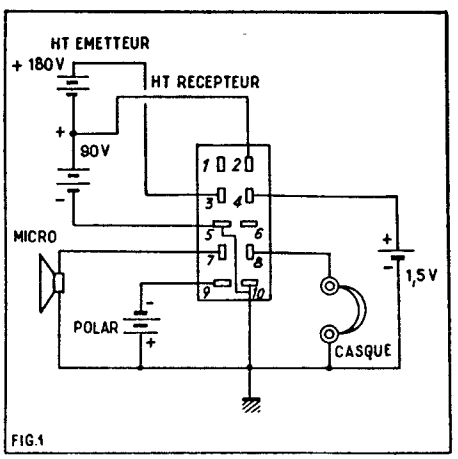


FIG.1

Deux types d'alimentations étaient prévus pour l'appareil :

1° L'alimentation dite de combat, bloc de piles sèches délivrant à la fois la haute tension, la tension de chauffage et la tension de polarisation. Ce bloc, pouvant se porter dans une musette, ne devait être utilisé qu'en cas d'urgence, lorsque la mobilité était essentielle. La batterie de piles s'épuisait en effet en une cinquantaine d'heures de trafic (en tablant sur une durée d'émission représentant le tiers de celle d'écoute) ;

2° L'alimentation à vibreur, destinée à être portée à dos d'homme. La figure 3 en donne le schéma rectifié. En effet, le schéma du manuel était à tel point inexact que nous avons dû « désosser » une de ces alimentations pour lui apporter les sérieuses rectifications qui s'imposaient. Cette alimentation, type SC-999 E ou SC-999 F, se compose de deux parties qui peuvent être séparées. La partie du haut est l'alimentation proprement dite renfermant le vibreur synchrone, le transformateur, la pile de polarisation, les relais, le contacteur de charge, etc. Celle du bas contient deux accumulateurs au plomb de 2 V chacun (à l'origine, des Willard Radio n° 20-2). La pile de polarisation était une Eveready Minimax n° 420.

L'ensemble alimentation à vibreur comporte trois prises multiples que nous avons arbitrairement désignées sur notre figure 3 par PM, PF et PS. Le schéma d'origine était en effet complètement erroné en ce qui les concernait.

PM est la prise mâle à quatre broches reliant le casier à accumulateurs à l'alimentation à vibreur proprement dite. Notez au passage que toutes les prises multiples portent les numéros de leurs broches gravés dans la bakélite du côté où sont soudées les connexions y aboutissant, qu'il s'agisse de l'émetteur-récepteur ou de l'alimentation. Le fait que la prise PM est montée sur un cavalier métallique empêche de lire ces indications sans procéder à son démontage. Ce dernier ne s'impose cependant pas, car on trouve à la partie supérieure du bac à accus la prise femelle correspondante et la numérotation des broches de cette dernière correspond exactement à celle des prises mâles de PM. En ce qui concerne cette prise femelle, signalons que l'un des accus est branché entre ses broches 1 et 2 (le positif au 2), et l'autre entre ses broches 3 et 4 (le positif au 3). Les accus sont donc branchés individuellement. Le branchement de la prise mâle PM, dont les broches 1 et 4 sont court-circuitées, connecte ensemble les bornes négatives des deux accus.

La prise PF est la prise femelle « charge 6 V » se trouvant à côté du contacteur « Battery Selector ». Ces deux éléments ont considérablement intrigué nos lecteurs. D'aucuns se sont demandé si les accumulateurs de l'alimentation devaient être de 2 ou de 6 V. En fait, ils sont bien de 2 V, mais leur recharge a été prévue à l'aide d'un accumulateur extérieur de 6 V (on n'a pas toujours le secteur à sa disposition en campagne). D'autres, connaissant ce détail, se sont demandé auxquelles des quatre broches devaient être reliés les deux pôles de l'accumulateur de recharge, aucune polarité n'étant indiquée sur la prise multiple. Ainsi que le montre la figure 3, les broches 2 et 3 de PF sont court-circuitées et correspondent au pôle positif tandis que la broche 4 est reliée aux broches 1 et 4 de PM par un fusible de 10 ampères, ces broches 1 et 4 aboutissant aux pôles négatifs des accumulateurs de l'alimentation ainsi qu'à la masse. C'est donc à la broche 4 de PF que doit être relié le négatif de l'accu de recharge, dont le positif doit être connecté aux prises 3 et 2.

Le contacteur « Battery Selector » permet de recharger, soit séparément, soit ensemble, les deux accus de 2 V. Celui qui se trouve du même côté que ce contacteur est l'accumulateur « A », l'autre étant appelé « B ». Si le contacteur est sur la position « A » on ne charge que la batterie « A ». S'il est sur « B », il en est de même pour la batterie « B ». Par contre, s'il est sur « Both » (qui veut dire en anglais « les deux »), les deux batteries sont chargées simultanément. Ce contacteur met également en circuit des résistances de valeurs différentes (à droite du contacteur sur la figure 3) ayant pour but de réduire l'intensité de charge à la valeur convenable selon qu'un seul ou les deux accus doivent être rechargés.

L'alimentation à vibreur est normalement équipée d'un câble de charge portant à l'une de ses extrémités une prise mâle s'embrochant dans la prise de charge (PF) et à l'autre des pinces devant être connectées à l'accumulateur de 6 V servant à la recharge. Il semble bien cependant que la plupart des WS-58 récemment mis dans le commerce avaient été privés de ce câble. D'où la perplexité de tant de nos correspondants... et la nôtre. En effet, les pinces terminant ce câble comportent un repérage de polarité, la pince rouge allant à la borne positive de l'accu. La notice technique d'origine précisait à ce propos : « Il n'y a pas d'indication de polarité sur les broches de l'élément SC-999-E du fait que la polarité convenable est automatiquement assurée par le relais polarisé de l'ensemble vibreur ; toutefois, on doit pren-

dre soin de s'assurer que la polarité est convenable lorsqu'on utilise le type ensemble d'alimentation vibreur SC-999-F, la pince rouge étant positive. » N'ayant pas constaté ce phénomène de rétablissement automatique de la polarité convenable sur l'appareil en notre possession, nous en avons conclu qu'il était du dernier type indiqué... ou d'un troisième !

L'accumulateur extérieur à employer pour la recharge peut être n'importe quelle batterie 6 V de voiture automobile, à condition que sa capacité soit d'au moins 80 A H. Chacune des batteries 2 V doit être maintenue en charge sous environ 3 ampères. Pour recharger un accu complètement déchargé, il faut compter de huit à dix heures. La charge en tampon des éléments d'accumulateurs de l'ensemble d'alimentation vibreur, tandis que le poste de radio est alimenté par elle, est déconseillée, car une tension excessive peut, de ce fait, être appliquée aux filaments des tubes.

Nous avons vu précédemment les utilisations des broches 2, 3 et 4 de la prise PF. Parlons maintenant de sa broche 1. Elle a son utilisation dans deux cas : 1° lorsque les accus incorporés au bloc d'alimentation sont à plat ou détériorés, on peut, en effet, se servir d'un accumulateur de 2 V extérieur pour alimenter le poste, le pôle positif de cette batterie allant à la broche 1 et le négatif à la broche 7 et la masse et le casque aux broches 8 et 10. Si l'on utilise des accus de 2 V incorporés avec un chargeur classique à partir du secteur, il faut effectuer un branchement identique. Pour éviter les tâtonnements, précisons que lorsqu'on regarde le petit tableau de charge par le volet latéral du coffret d'alimentation en position normale pour lire les indications qu'il comporte, la broche 1 de la prise de charge est celle des quatre se trouvant en haut et à gauche.

Les accumulateurs 2 V incorporés à l'alimentation sont munis d'indicateurs à boules flottantes. La position des boules indique l'état de leur charge. Lorsque les trois boules flottent à la surface, l'élément est complètement chargé; lorsque la boule verte est en bas, l'élément est déchargé approximativement d'un tiers ; lorsque la boule blanche est au fond, la batterie est aux deux tiers déchargée. La décharge est totale lorsque les trois boules sont au fond. La position des boules peut être vue par les fenêtres percées dans les côtés du compartiment renfermant les accus.

Venons-en tout de suite à la troisième prise multiple du bloc vibreur (PS sur la figure 3). Il s'agit de la prise femelle à dix broches se trouvant au bout du câble de raccordement de l'alimentation au poste. Ainsi que nous l'avons précédemment expliqué, la broche 1 reçoit du poste, lorsqu'il est sur position émission, une tension positive de 1,5 V actionnant le relais à cinq contacts modifiant les prises de haute tension sur le secondaire du transfo du vibreur. La broche 4, arrivée de la basse tension, sert à commander, depuis l'interrupteur général se trouvant sur le poste, la mise en route du relais à un contact mettant sous tension l'alimentation. Les broches 5, 6 et 10 sont à la masse, à laquelle sont également reliées les connexions « froides » des casques et des micros. Les connexions « chaudes » des casques aboutissent à la broche 8, et celles des micros à la broche 7. Le p le négatif de la pile de polarisation est connecté à la broche 9. La haute tension redressée par le vibreur synchrone arrive aux broches 2 et 3.

Précisons que nos vérifications et rectifications ont spécialement porté sur les prises multiples et que, pour le reste de l'alimentation, nous avons fait confiance au schéma d'origine qui ne nous a pas paru présenter d'inexactitudes flagrantes dans cette partie.

L'émetteur-récepteur

Nous faisons, par contre, des réserves en ce qui concerne les inexactitudes que peut comporter le schéma d'origine concernant l'émetteur-récepteur que donne la figure 2. Ceux de nos lecteurs qui ont déjà essayé de relever les schémas d'un walkie-talkie, de par sa nature même extrêmement compact et comportant des fouillis de fils faisant d'invraisemblables détours par des contacteurs, savent que c'est une tâche virtuellement impossible sans tout saccager, et de toute façon de longue haleine.

Le récepteur est un super cinq lampes comprenant une haute fréquence 1T4

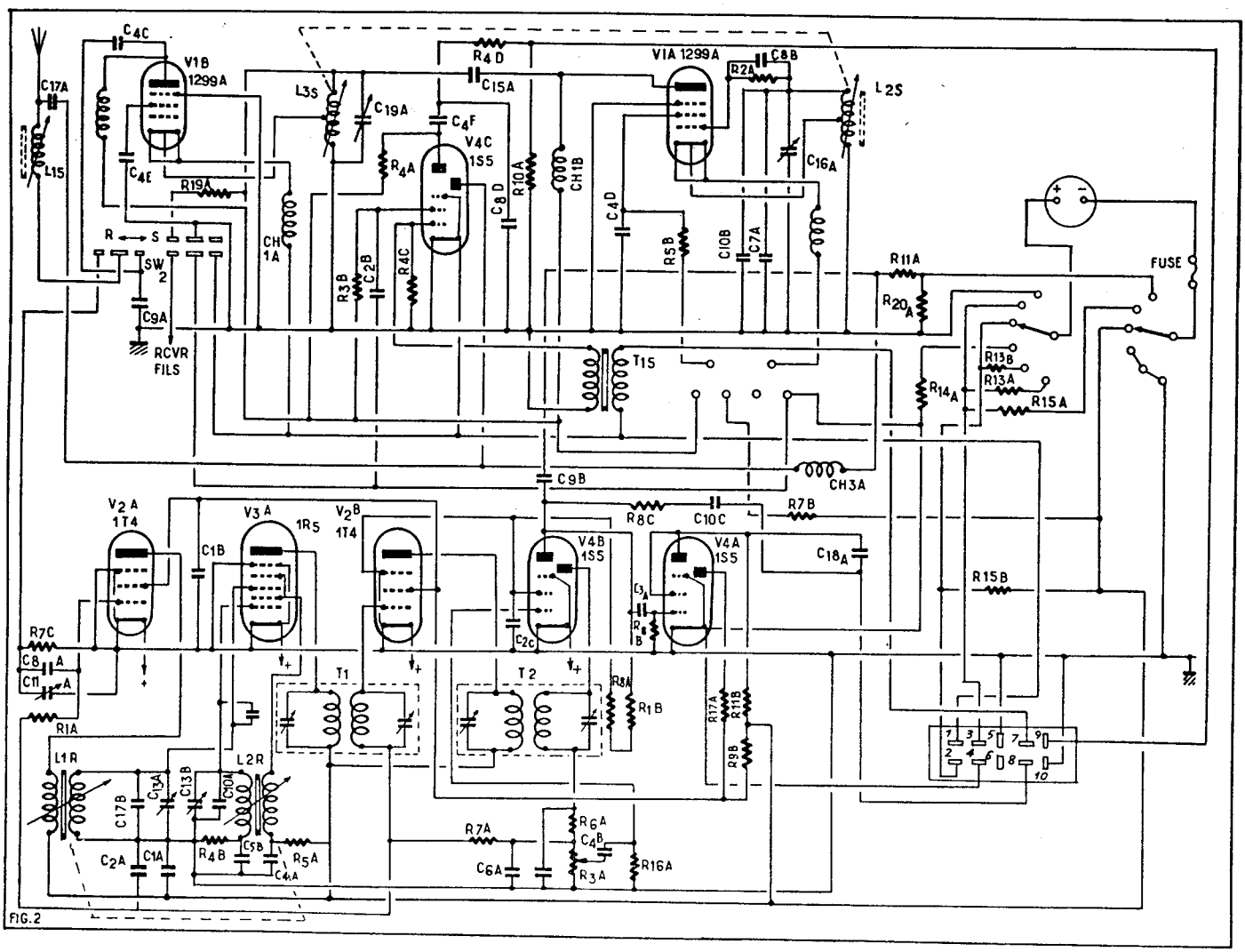


FIG.2

(V_{2A}), une changeuse de fréquence 1R5 (V_{3A}), une moyenne fréquence 1TA (V_{2B}), une détectrice CAV et première basse fréquence 1S5 (V_{4B}) et une seconde basse fréquence 1S5 (V_{4A}). L'appareil étant uniquement destiné à la réception de la téléphonie ne comporte pas de BFO. En appliquant un signal de 5 µV à l'entrée de l'appareil, on trouve 1 mW de sortie, ce qui représente une excellente sensibilité.

Le contacteur de l'appareil de mesure est représenté sur la position 3, « Receiver Drain » (consommation haute tension du récepteur). La HT arrivant sur la broche 2 de la prise d'alimentation traverse l'appareil de mesure, shunté par la résistance R_{15B} et le fusible de protection (fixé sur le transfo microphonique, à côté d'un fusible de rechange non connecté). En plaçant le contacteur sur la position 5 (« 90 »), l'un des pôles de l'appareil de mesure est mis à la masse et la résistance R_{13B} mise en série avec le milli le transforme en voltmètre permettant la mesure de la haute tension appliquée au récepteur. Des commutations identiques ayant lieu en ce qui concerne la consommation et la HT de l'émetteur, nous n'y reviendrons pas.

La seconde BF (V_{4A}) est montée en triode (écran relié à la plaque). Sa plaque, chargée par la résistance R_{11B}, est réunie par le condensateur C_{16A} à la broche 8, c'est-à-dire aux casques. R_{8B} est sa résistance de fuite de grille. Le condensateur C_{8A} assure la liaison à la plaque de la préamplificatrice BF (V_{4B}), chargée par la résistance R_{11B} (dont l'autre extrémité, réunie à R_{8A}, va à la ligne haute tension). R_{8A} chute la tension appliquée à l'écran, découplé par C_{20}. R_{16D} est la résistance de fuite de grille et C_{4B} assure la liaison au potentiomètre volume contrôle, R_{8A}. La diode de V_{4B} assure la détection et le CAV. On remarquera que la tension de CAV est appliquée à la MF (V_{2B}) ainsi qu'à la HF (V_{2A}). La ligne de CAV comprend les résistances R_{1A} et R_{7A} (R_{6A} et R_{8A} constituent la résistance de détection, shuntée par C_{3C}) et les condensateurs C_{2A} et C_{6A}.

L_{2B} est l'oscillateur local dont l'enroulement réactif est en série dans le circuit écran de la 1R5 (V_{3A}) avec la résistance chutrice R_{5A}, découplée par C_{3A}. Le primaire de l'oscillateur est accordé par le condensateur fixe C_{10A} et le trimmer (C_{13D}). C_{5B} est le padding et R_{4B} la résistance de fuite de grille. On remarquera sur le schéma la capacité figurée sans numérotation entre la grille modulatrice et la grille oscillatrice. Elle est en pratique constituée par deux bouts de fil de câblage (jaunes) rapprochés l'un de l'autre par un bout de souplisso. Ceci pour rassurer le lecteur qui, à la vue de ces connexions en l'air, avait cru que son appareil avait été détérioré.

Le secondaire du transfo HF dans le circuit grille modulatrice est accordé par le condensateur fixe C_{17B} et par le trimmer (C_{18A}).

Les écrans de V_{2A} et V_{2B} sont réunis, découplés par C_{1B} et alimentés par R_{9A}.

La self accordée par noyau plongeur, L_{16}, en série avec l'antenne, sert à la fois à l'accord du circuit plaque du PA de l'émetteur et à celui du circuit grille de la HF du récepteur, la commutation de l'un à l'autre étant effectuée par le contacteur émission-réception, marqué R (receive) et S (send) sur le schéma. Ce contacteur, sur position réception, envoie également la tension de chauffage aux lampes du récepetur, sauf V_{4A}, qui est alimentée en chauffage quelle que soit la position du contacteur. En effet, une partie de la modulation de l'émetteur est renvoyée sur la grille de cette lampe (par le condensateur C_{9B}), ce qui permet à l'opérateur de s'entendre parler lorsqu'il émet et d'être ainsi

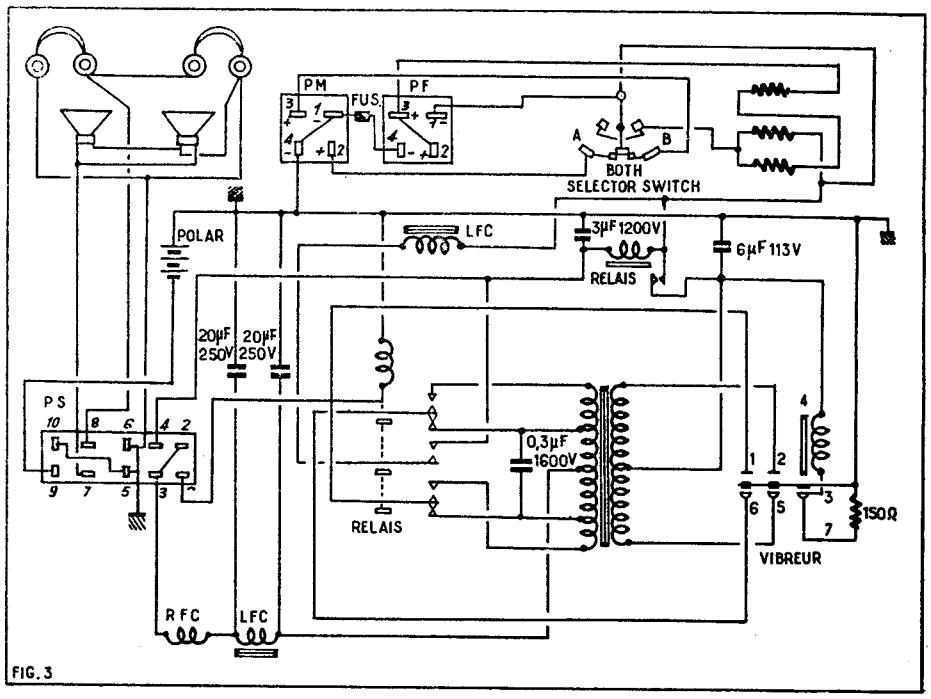


FIG. 3

assuré à tout moment du fonctionnement de l'émetteur.

Dans l'ensemble, le schéma du récepteur est assez classique et nous avons tout lieu de le croire exact. Un seul mystère non élucidé : pourquoi une certaine tension est-elle appliquée à la plaque diode par la résistance R_{17A} ?

L'émetteur

Le schéma concernant cette partie du poste semble plus sujet à caution. C'est ainsi que la grille de commande de la lampe PA (V_{1B}) est en l'air (ce n'est pas une fantaisie de notre dessinateur). Evidemment, elle doit être couplée au circuit oscillant L_8S, C_{19A}. Nous avons pu vérifier sur notre appareil que plusieurs condensateurs fixes aboutissaient à la cosse grille de commande de la lampe. Malheureusement, ils sont cachés sous le bloc de bobinages et il faudrait tout démonter pour pouvoir rétablir le circuit exact. Cette lacune du schéma d'origine est d'autant plus regrettable que le circuit grille en question joue un rôle essentiel, la modulation de l'émetteur s'effectuant sur la grille du PA. Le schéma omet également de faire figurer l'arrivée de la haute tension sur la grille écran de cette même lampe, mais cela est beaucoup moins grave.

L'émetteur est du type MO-PA. Le PA fonctionne sur l'harmonique 2 de la fréquence d'oscillation du pilote, ce qui évite toute instabilité. La lampe pilote, V_{1A}, fonctionne en ECO. Comme il s'agit d'une lampe à chauffage direct, le filament est isolé de la masse du point de vue HF par une self de choc, ce qui permet d'utiliser son autre extrémité de la même façon que la cathode d'une lampe à chauffage indirect ; elle est donc reliée à une prise sur la self oscillatrice L_{2S} selon le montage ECO classique. Cette self est accordée par le trimmer C_{16A} et par les condensateurs fixes C_{7A} et C_{10B}. La variation de l'accord s'effectue par déplacement du noyau magnétique du bobinage (comme cela est d'ailleurs le cas pour tous les circuits à accord variable de l'appareil). L'écran alimenté par la résistance R_{5B}, est découplé par C_{14B}. Le suppressor est à la masse. La charge de plaque est la self de choc CH_{1B}.

L'oscillation est transmise par S_{8A} de la plaque du pilote au circuit accordé L_{2S}, C_{19A}, constituant apparemment le circuit grille du PA. La plaque de V_{1B} est alimentée en parallèle par une self de choc et reliée par C_{4C} à l'inductance variable d'antenne C_{17A}.

L'ampli de modulation se résume à l'unique lampe V_{9C} attaquée par le transfo microphonique T_{1S}. Rappelons que le micro est branché entre la broche 7 de la prise d'alimentation et la masse. La broche 7 est reliée à l'une des extrémités du primaire de T_{1S}. En position émission, la tension de chauffage est appliquée entre l'autre sortie et la masse. Le secondaire constitue le circuit grille de la modulatrice, dont l'écran est alimenté par R_{5B}, découplée par C_{2B}. La plaque est chargée par R_{4A} et couplée par C_{4F} à une extrémité de la résistance R_{40}, dont l'autre extrémité reçoit de la broche 9 de la prise d'alimentation la tension de polarisation. *Il y a donc tout lieu de penser que la jonction de R_{40} et de C_{4F} devrait être connectée directement à la grille du PA, elle-même couplée par une capacité à la self L_{2S}.*

Une partie de la HF envoyée à l'antenne en émission est renvoyée par C_{17A} à la plaque de la diode de V_{4C} qui la redresse et permet sa mesure sur le milliampèremètre, le contacteur de ce dernier se trouvant sur la position « Output ».

Les deux ensembles de trois plots figurés sur le schéma au-dessous de la lampe pilote sont en réalité un contacteur bipolaire à deux circuits (le plot supérieur pouvant être alternativement mis en contact avec l'un ou l'autre des deux autres). Il s'agit en fait du commutateur à bascule « NET » permettant de mettre en service le pilote de l'émetteur alors que le récepteur est en fonctionnement de façon à se régler sur la fréquence du correspondant.

Pour accorder le PA de l'émetteur, il convient de mettre le « METER SWITCH » sur la position « S. Drain », le contacteur émission-réception sur « Send » (en le bloquant sur cette position). Après avoir constaté que la consommation de l'émetteur est normale, mettre « Output ». On doit noter un bond de l'aiguille vers le haut, indiquant que du courant passe dans le circuit antenne. Jouer alors sur le bouton « Output Trim » de façon à obtenir la plus forte déviation possible de l'aiguille.

(*Suite page* 152.)

pour une modulation efficace du WS-19

Le principal défaut de cet appareil, d'ailleurs commun à la plupart des émetteurs militaires trouvés aux surplus, est l'insuffisance de son modulateur. Le rendement de la modulation grille du WS-19 est dérisoire et absolument inadapté au trafic d'amateurs. L'insuffisance de modulation, ne tirait par contre pas à conséquence pour le trafic militaire à courte distance pour lequel était prévu l'appareil. Non seulement le modulateur d'origine ne permet pas de secouer convenablement la porteuse, mais encore il donne une « modulation à l'envers » à laquelle il est pratiquement impossible de remédier. Nous avons encore récemment eu confirmation de ce fait en écoutant un amateur émettant en mobile avec un WS-19 sur la bande des 40 mètres.

Il existe cependant un moyen fort simple d'obtenir une modulation efficace du WS-19 : remplacer la modulation grille de commande d'origine par une modulation dans l'écran de la 807 en utilisant comme modulateur l'amplificateur d'inter-communication incorporé à l'appareil. La marche à suivre est la suivante :

Déconnecter la résistance aboutissant à l'écran de la 807 et réunir cet écran à la plaque de la 6V6 finale de l'ampli d'inter-communication par une résistance de 25 000 Ω shuntée par un condensateur de 8 µF, de façon à ramener à 125 V la tension appliquée à l'écran de la 807. Il suffit ensuite de brancher le microphone à la prise de micro de l'ampli d'intercommunication (à gauche de l'appareil). Cet ampli étant de très bonne qualité, on obtient une modulation incomparablement meilleure.

Un autre moyen fort simple permettant d'augmenter sensiblement la puissance du PA consiste à éliminer le système de polarisation retardée utilisant une 6H6 et à relier simplement la grille de commande de la 807 à la masse par une résistance de 20 000 Ω. Il est en effet à remarquer que la puissance de la plupart des appareils militaires avait été volontairement réduite. Il était en effet inutile et même nuisible que ces appareils rayonnent au-delà de leur distance normale, généralement fort réduite, d'utilisation. D'autre part, le fait de ne pas pousser les tubes évitait leur usure prématurée et accroissait la sécurité de fonctionnement. Il n'est ainsi pas rare de voir des émetteurs utilisant deux 1625 ou deux RL12P35 en parallèle au PA délivrer une puissance d'une douzaine de watts, alors qu'un amateur en tirerait 50 W ou même sensiblement plus.

le coupleur d'antennes du WS-19

Sur le schéma du WS19, déjà fort compliqué, nous n'avons pas fait figurer le coupleur d'antenne qui constitue un accessoire important de cet appareil, nous en donnons le schéma (fig. 4). L'antenne est accordée à la résonance par le variomètre L_{1A} et ce circuit résonant est connecté à une prise sur la self du PA (L_{3A}) par un feeder spécial. Dans le coupleur d'antenne se trouve un redresseur (W_{1A}), qui permet de mesurer le courant HF dans le circuit antenne au point où il quitte le variomètre. Le courant redressé est renvoyé à l'appareil par le feeder et est mesuré sur le milliampèremètre du poste lorsque le METER SWITCH S8A est sur la position AE.

De la sortie du variomètre, la connexion antenne était normalement reliée à l'embase d'antenne type n° 8, dans laquelle on insérait une, deux ou trois sections de l'antenne fouet « Aerial Type F ».

Pour le poste B une autre antenne fouet demi-onde était utilisée. Elle était alimentée par un feeder dont la longueur était critique et devait théoriquement correspondre à un multiple de la demi-longueur d'onde. Il existait deux types de tels feeders : 1° Aerial Leads n° 2, long de quatre pieds deux pouces, soit une fois et demie la longueur d'onde ; 2° Aerial Leads n° 3, long de sept pieds, soit deux fois et demie la longueur d'onde. Il est à noter que ces longueurs pratiques ne correspondent pas exactement aux longueurs d'onde électriques.

L'accord du variomètre doit être modifié chaque fois que l'on change la longueur de l'antenne ou la fréquence de travail de l'appareil A. Le cadran du variomètre porte deux échelles de graduations, l'une de 0 à 100 (correspondant à la gamme des fréquences les plus basses), l'autre de 100 à 206 (pour les fréquences les plus élevées).

En principe, le poste A est prévu pour fonctionner avec une antenne fouet de 8 pieds ou de 12 pieds. Pour les communications à courte distance, on pouvait n'utiliser qu'une section de 4 pieds. Un long fil horizontal était recommandé pour le trafic à longue distance.

La résistance variable R_{29A} (de 20 kΩ) sert à ajuster la lecture de l'appareil de mesure du courant antenne. $R_{27A} = 330$ Ω. $R_{28A} = 27$ Ω. $C_{61A} = 0{,}001$ µF, de même que C_{26A}.

Rappelons à ceux de nos lecteurs qui l'ignoreraient encore que le WS22 est analogue au WS19 dont il a été le parent pauvre. A force de fabriquer le WS22 (bande de 37 à 150 mètres), on en est venu à fabriquer le WS19 (bande de 37 à 120 mètres). Un de nos lecteurs nous a, d'autre part, signalé que le WS19 MK III canadien était meilleur que ses frères anglais ou américains.

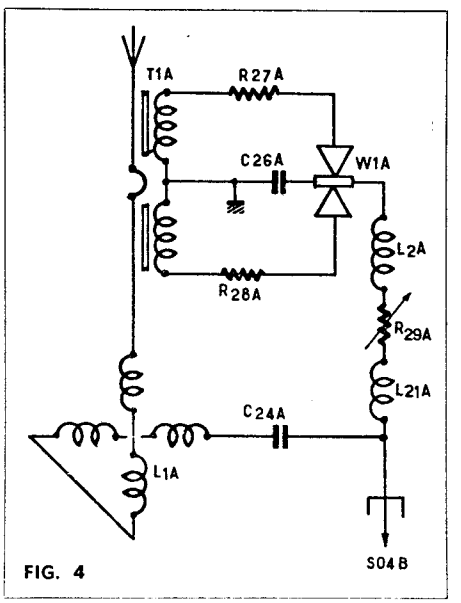


FIG. 4

utilisation des redresseurs au silicium

Certains de nos lecteurs ont sans doute déjà entendu parler des diodes à jonction au silicium mais il est probable que les notices des constructeurs les ont laissés dans le noir quant à leurs possibilités d'utilisation. Il est même possible que d'aucuns ont anéanti l'une de ces chères petites merveilles par la faute de notices tout le contraire d'explicatives. En effet, alors que pour les redresseurs oxymétal qui furent assez largement utilisés dans les récepteurs tous courants il était spécifié sans erreur possible que tel modèle était prévu pour redresser, par exemple, 130 V sous 100 millis, le constructeur de diodes au silicium met assez souvent en relief la tension inverse de crête, ce qui est très différent

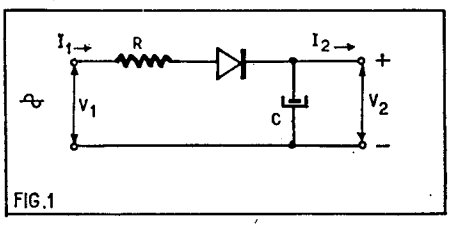


FIG.1

de la tension alternative efficace d'entrée et peut amener les non-initiés à de regrettables confusions. Précisons immédiatement qu'*une diode à jonction au silicium ayant une tension inverse de crête de 400 V ne doit théoriquement pas se voir appliquer une tension d'entrée efficace de plus de 130 V* — tout comme le redresseur oxymétal précédemment mentionné. Mais le redresseur au silicium présente par rapport à ce dernier, et à plus forte raison par rapport aux valves à vide ou à vapeur de mercure, de formidables avantages. Son efficacité est de l'ordre de 99 % : la chute de tension dans le redresseur dans le sens direct est inférieur à un volt, alors que la chute de tension dans une valve atteint facilement 50 V, et son courant inverse maximum — dans le sens de non-conduction — est infime (de 1 à 50 µA). Ses dimensions sont minuscules, certains ayant la taille d'un grain de café, mais il peut redresser un courant de 500 millis (750 millis même pour certains). Le courant direct traversant le redresseur peut même atteindre 5 A, de façon intermittente, sans qu'il en résulte de dommage. Enfin, ces diodes ne vieillissent pas et gardent indéfiniment la même efficacité.

La figure 1 montre l'emploi d'un tel redresseur dans le montage classique de redressement d'une seule alternance. La diode peut être, par exemple, une OA210 de La Radiotechnique. Pour une tension efficace du secteur de 127 V (V_1), avec une résistance de protection du 4 Ω (R), un condensateur de filtrage (C) de 200 µF, on obtient une tension de sortie redressée (V_2) de 150 V sous 500 millis, ou de 170 V sous 100 millis. C'est largement suffisant pour alimenter un récepteur et l'encombrement de l'alimentation est surtout celui de l'électrochimique.

Il convient, pensons-nous, d'expliquer comment en appliquant à l'entrée une tension alternative de127 V on recueille à la

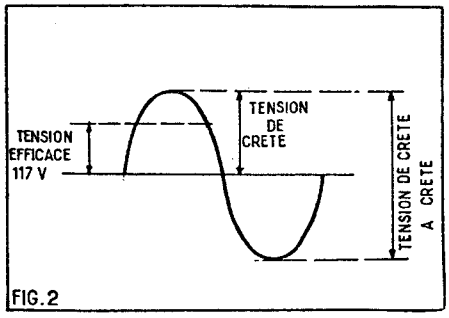


FIG.2

sortie une tension redressée de 150 V. La figure 2 représente schématiquement une double alternance du secteur. Ce dessin fait ressortir le fait que la tension du secteur que l'ont peut lire sur un voltmètre alternatif est moindre que la tension de crête d'une alternance. Cette dernière est égale à la tension efficace multipliée par 1,4. Nous voyons donc que la tension de crête d'un secteur de 127 V est d'environ 178 V. Comme il ne s'agit là que de la tension de crête d'une seule alternance, la tension de crête à crête est égale au double de cette valeur, soit 356 V.

Revenons à notre figure 1. Comme-nous ne redressons qu'une alternance, nous pouvous provisoirement oublier l'autre. Pendant l'alternance positive on appliquera donc une tension de crête de 178 V au condensateur de filtrage. Si la capacité de ce condensateur était infinie, il se chargerait jusqu'à la tension de crête. Mais comme cela n'est jamais le cas, il ne donnera qu'une tension de sortie de l'ordre de 150 à 170 V.

Venons-en maintenant à la *tension inverse de crête, notion très importante si l'on entend se servir de redresseurs à fonction à silicium,* ce qui explique l'insistance des constructeurs à la mettre en relief. En effet, si l'on applique au redresseur une tension trop élevée dans le sens de nonconduction, la jonction de la diode se brise et la diode devient conductrice dans les deux sens, c'est-à-dire irrémédiablement morte.

Reprenons le cas de la diode Radiotechnique OA210 que nous avons prise comme exemple. Elle a une tension inverse de crête à crête de 400 V. Cela veut dire que la tension maximum qui peut lui être appliquée sans dommage dans le sens nonconducteur est de 400 V. Pendant cette alternance négative, l'anode de la diode sera de 178 V plus négative que la cathode. Mais il ne faut oublier que le condensateur de filtrage maintient un potentiel positif de l'ordre de 150 V sur la cathode La tension inverse de crête est la somme de la tension de crête pendant l'alternance négative et de la tension redressée, soit 328 V. Cela nous laisse une marge de sécurité de 72 V au-dessous des 400 V fatidiques. En pratique, il est sage de ne jamais appliquer une tension d'entrée efficace de plus de 140 V à une diode prévue pour une tension inverse de crête de 400 V. Cela tout au moins pour les premiers essais, car la théorie semble assez maltraitée par certaines réalisations parues dans des revues américaines appliquant gaillardement une tension d'entrée efficace de près du double de cette valeur à des diodes prévues pour une tension inverse de crête de 400 V. Peut-être les constructeurs sous-estiment-ils quelque peu les possibilités de leurs diodes. D'ailleurs une marque de diodes au silicium américaine annonce que ses diodes prévues pour une tension inverse de crête de 400 V peuvent admettre une tension d'entrée efficace de 280 V. Il vaut pourtant mieux s'en tenir à la théorie jusqu'à plus ample informé, bien que, avec des redresseurs au sélénium, nous avons pu constater expérimentalement qu'ils encaissaient une tension d'entrée très supérieure à celle pour laquelle ils étaient prévus.

Si la tension alternative d'entrée est supérieure à celle admissible par la diode, il suffit de mettre plusieurs diodes en série. Reprenons par exemple, le montage de la figure 1, mais, au lieu d'une seule diode OA210 supposons-en deux en série. Réduisons la valeur du condensateur de filtrage à 100 µF. Portons celle de la résistance de protection à 7 Ω. On pourra appliquer une tension d'entrée efficace de 220 V et obtenir pour V_2 une tension de 255 V sous 500 millis ou de 270 V sous 100 millis.

Les redresseurs au silicium se prêtent particulièrement bien aux montages doubleurs de tension souvent employés avec des redresseurs au sélénium dans les téléviseurs. La figure 3 donne un exemple d'application de ce procédé à l'alimentation du PA d'un émetteur à forte puissance. Le transformateur d'alimentation a un enroulement secondaire sans prise médiane délivrant 600 V sous 200 millis. Avec quatre redresseurs au silicium d'une tension inverse de crête de 400 V en série dans chaque branche du redresseur à double alternance, on obtient une haute tension de 1 400 V sous 200 millis. Les condensateurs de filtrage sont du type électrochimique 100 µF, tension de service 550 V, en série et shuntés par des résistances égalisatrices de 100 kg tenant en même temps lieu de bleeder. En prenant un transfo delivrant au secondaire 300 V au lieu de 600 et en ne mettant que deux diodes en serie dans chaque branche du redresseur on obtiendrait une HT moitié moindre (700 V) ce qui serait encore largement suffisant pour alimenter la plupart des émetteurs d'amateur. Ce montage est intéressant pour les amateurs qui bobinent eux-mêmes leurs transfos d'alimentation, car il est facile de bobiner un secondaire de 300 V sans prise médiane.

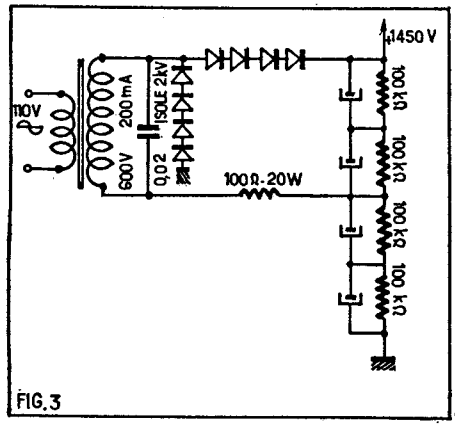


FIG.3

On peut, bien entendu, remplacer la valve d'une alimentation classique par des redresseurs au silicium. Supposons que la valve à remplacer soit une 5Z3 et que le transfo d'alimentation délivre deux fois 400 V. Comme nous avons vu qu'il était prudent de ne pas appliquer plus de 140 V à une diode de 400 V de tension inverse de crête, nous en prendrons trois en série dans chacune des sorties de l'enroulement haute tension du transfo allant normalement a l'une des plaques de la valve. A la suite de cette opération, on constatera un rendement sensiblement amélioré de l'alimentation. En effet, le transfo se trouvera soulagé des 15 W que demandait le chauffage de la 5Z3 et supportera plus allégrement le débit demandé à son enroulement haute tension. De plus, comme la chute de tension dans les redresseurs au silicium est insignifiante, on recueillera une tension redressée plus élevée qu'avec la 5Z3. L'augmentation de la haute tension sera facilement de près d'une centaine de volts. Enfin, et ceci est très important si l'on utilise un montage classe B, les variations de tension en fonction de celles du débit seront infiniment moindres qu'avec la valve.

En employant deux redresseurs de plus (huit au total) avec le montage en pont de la figure 4, on peut obtenir l'alimentation rêvée pour l'amateur. En effet, avec un simple transfo d'alimentation de récepteur délivrant au secondaire deux fois 325 V sous 70 millis on peut facilement obtenir 70 0V sous 120 millis sans échauffement exagéré du transfo (à la condition bien entendu de n'utiliser cette haute tension que par intermittence, comme c'est le cas lorsqu'on alimente un émetteur d'amateur). Rien n'empêche d'ailleurs d'utiliser un transfo standard pour une HT de 120 millis ce qui accroîtra encore la sécurité. Ce résultat surprenant est obtenu grâce à l'élimi-

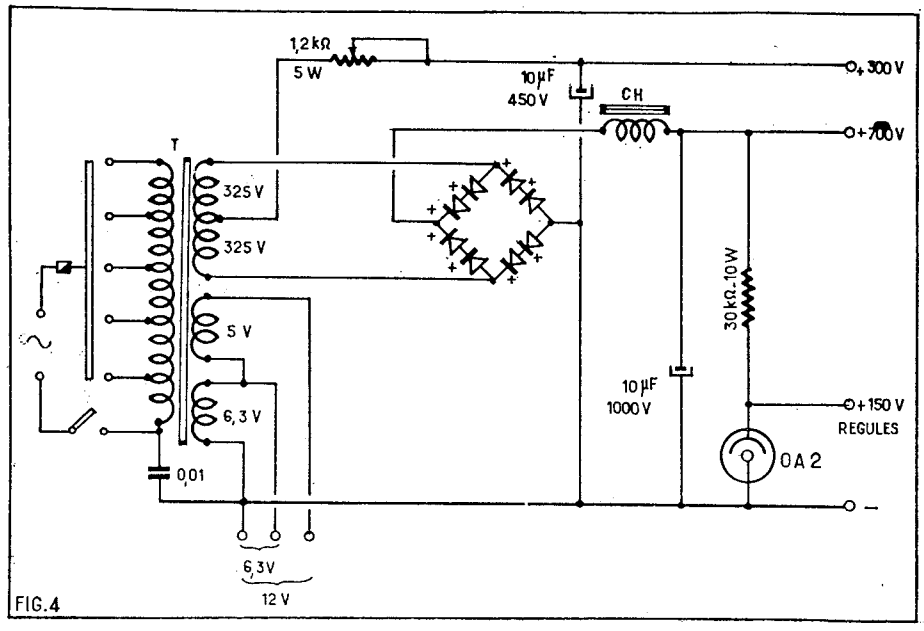


FIG.4

nation de la valve et à la récupération des 10 à 15 W qui auraient été gaspillés pour son chauffage. La prise médiane permet de prélever sans bleeder une tension intermédiaire de l'ordre de 300 V pour l'alimentation des petits étages de l'émetteur, ou pour l'alimentation du récepteur. Une résistance bobinée à collier de 1 200 Ω permet d'amener cette tension à la valeur désirée. *On remarquera que la sortie du redresseur attaque la self de filtrage sans condensateur d'entrée. Ceci est très important pour le bon fonctionnement du système et constitue une protection pour les redresseurs au silicium* (400 V de tension inverse de crête). Avec ce montage, il n'y a pas besoin de beaucoup de filtrage et les condensateurs de 10 µF disposés après la self de choc et après la résistance bobinée suffisent. La self de choc a une valeur de 2 H et doit pouvoir être traversée par un courant de 200 millis. Une régulatrice au néon (OA-2 disposée en série avec une résistance de 30 000 Ω, 10 W, entre la haute tension 700 V et la masse permet de prélever une tension régulée de 150 V pour alimenter par exemple le VFO. L'enroulement de chauffage primitivement prévu pour la valve est mis en série avec l'enroulement de chauffage filaments de façon à pouvoir alimenter éventuellement des lampes chauffées sous 12 V.

Le seul défaut de ces montages est le prix des diodes au silicium. A vrai dire, il n'est pas plus élevé que celui d'un vulgaire oxymétal, mais lorsqu'il en faut huit, cela fait quand même assez cher. Il faut dire qu'une partie de ce débours est compensée par l'économie faite sur le transfo et sur la valve. Avec le système classique, il faudrait un transfo donnant deux fois 700 V au secondaire, ce qui n'est pas donné. Et l'on a un rendement bien meilleur.

Maintenant, pour les amateurs à la bourse plate, il est une solution intermédiaire et « surplus ». En effet, certains téléviseurs utilisent en doubleur de tension des redresseurs au sélénium se présentant sous l'aspect d'une plaque de chocolat et se vissant contre le châssis de l'appareil. Ces redresseurs sont constitués par deux redresseurs au sélénium, prévus pour une tension inverse de crête de 400 V tout comme les redresseurs au silicium dont nous venons de parler, et capables de redresser une intensité de 200 millis. Or, il arrive qu'un des deux redresseurs contenus dans la plaque claque, l'autre restant intact. Les dépanneurs de télévision les récupèrent et les revendent à bas prix. Nous avons ainsi pu nous procurer un assortiment de tels redresseurs à 1,50 F l'unité qui se comportent très honorablement dans tous les montages que nous venons de décrire. C'est plus encombrant que les diodes au silicium et le rendement n'est pas tout à fait aussi sensationnel, mais c'est incomparablement supérieur aux valves. La chute de tension dans un redresseur au sélénium est de l'ordre de 5 V, ce qui est encore infime par rapport à celle produite par une valve. C'est pourquoi, depuis plusieurs années déjà, nous avons complètement éliminé les valves des alimentations de nos appareils pour les remplacer par des semi-conducteurs. Depuis lors, les pannes d'alimentation sont devenues une chose du passé. Parmi les avantages, l'absence d'échauffement n'est pas l'un des moindres. Elle permet d'incorporer sans inconvénient l'alimentation à un récepteur sans que cela en affecte la stabilité et détériore ses pièces sensibles à la chaleur. Il est d'ailleurs maintenant de pratique courante pour les constructeurs américains de sortir des émetteurs de plusieurs centaines de watts pas plus encombrants qu'un récepteur de trafic malgré leurs alimentations incorporées. Cela grâce aux redresseurs au silicium délivrant des intensités

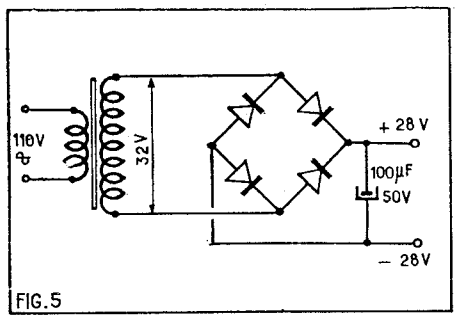


FIG.5

considérables sans chauffer et avec un encombrement insignifiant. Si donc vous pouvez trouver la place de caser un transformateur d'alimentation dans le récepteur ou l'émetteur, surplus ou autre, que vous utilisez, vous êtes inexcusable de vous encombrer encore d'une ou de plusieurs alimentations extérieures.

Redresseurs basse tension au silicium

Nous n'avons parlé jusqu'ici que des redresseurs haute tension au silicium. Cependant il en est d'autres, pour le redressement des basses tensions sous de très fortes intensités, qui ne sont pas moins extraordinaires. Ces redresseurs apportent enfin une solution satisfaisante au problème de l'utilisation sur secteur de nombre d'appareils surplus qui, bien qu'équipés de lampes à chauffage indirect, nécessitent obligatoirement une alimentation basse tension en continu. Sur ces appareils, le circuit basse tension sert en effet, non seulement au chauffage des lampes, mais aussi à exciter des relais assurant des commutations essentielles, ou même des servomoteurs. Parfois aussi, la tension de chauffage sert également à assurer des polarisations. La séparation de ces circuits accessoires du circuit de chauffage s'avère souvent très difficile, sinon impossible. Pour tirer parti de ces appareils il faut donc disposer d'une alimentation basse tension en continu sous une intensité correspondant à la consommation totale des lampes pour leur chauffage augmentée de celle des relais, moteurs, etc. Cela représente généralement un nombre respectable d'ampères.

Certains types de redresseurs au silicium permettent d'obtenir facilement la basse tension de 24 à 30 V que demandent généralement ces appareils, et ce sous un débit pouvant atteindre 30 A. (On peut d'ailleurs obtenir des débits encore plus importants avec des montages plus compliqués que ceux que nous allons voir).

Revenons au schéma de redressement d'une seule alternance de notre figure 1 et prenons comme redresseur une diode à jonction au silicium ayant une tension inverse de crête de 100 V, par exemple la OA251 Radiotechnique. La tension alternative efficace qui peut être appliquée à un tel redresseur est de 70 V. En appliquant cette tension à l'entrée (V_1) par l'intermédiaire d'un enroulement secondaire approprié d'un transformateur abaisseur, nous recueillerons à la sortie (V_2) 30 V sous 15 A. Notez qu'avec ces redresseurs basse tension la résistance de protection (R) doit être supprimée. On remarquera qu'avec ce montage la chute de tension dans le redresseur est considérable, la tension continue recueillie étant plus de moitié moindre que la tension alternative appliquée.

Un résultat beaucoup plus satisfaisant peut être obtenu en utilisant des diodes à jonction au silicium de tension inverse de crête moitié moindre (50 V), par exemple des OA250 Radiotechnique, dans le montage en pont de la figure 5. Ces redresseurs peuvent se voir appliquer une tension alternative efficace de 35 V. En prenant un transformateur dont le secondaire délivre une tension efficace de 32 V, on obtient avec quatre OA250 en pont 28 V sous 30 A, ce qui permet de faire face à pratiquement tous les besoins. Avec ce montage, la chute de tension entre l'entrée et la sortie se trouve réduite à environ 4 V et la tension recueillie est plus stable et mieux filtrée.

Les diodes basse tension au silicium doivent surtout être protégées contre l'échauffement, étant donné les intensités très fortes qui les traversent. C'est pourquoi elles sont généralement montées sur une embase filetée permettant de les boulonner sur une surface de bonne conduction thermique servant d'ailette de refroidissement. Dans tous les montages utilisant ces diodes le transformateur d'alimentation doit être calculé pour pouvoir débiter largement l'intensité demandée. Il est bon de prévoir diverses prises sur son secondaire pour pouvoir ajuster la basse tension continue à la valeur convenable. On peut, par exemple, prévoir dans le montage de la figure 5 une prise par volt entre 29 et 35 V. Dans celui de la figure 1, les prises peuvent être échelonnées entre 64 et 70 V.

Si l'on a besoin que d'une tension de 12 à 14 V, il convient de réduire de moitié la tension alternative efficace d'entrée. Dans le montage de la figure 1, on peut alors utiliser une OA250 à la place de la OA251. En lui appliquant une tension efficace de 35 V, ce redresseur délivre 15 V sous 15 A.

SYSTEME « D »

3 0 1

NOUVELLES

IDÉES

POUR

IMPROVISER - REPARER
DEPANNER - AMELIORER

★

A la maison, à l'atelier,
au garage, au bureau,
sur la route, en camping...

★

Dans ce volume sont réunies de nouvelles idées de « Système D » qui vous rendront de grands services dans tous les domaines du bricolage.

★

Toutes Librairies : 4 F

et à Système « D »
43, rue de Dunkerque
PARIS (10e) C.C.P. Paris 259-10

le WS-19 britannique ou B-19 américain

L'ensemble émetteur-récepteur de chars britannique « Wireless Set N° 19 » — également connu sous l'appellation américaine « B-19 » — n'est pas sans analogie avec la langue d'Esope : on peut justement le considérer à la fois comme la meilleure et la pire des choses. Sa complexité, l'originalité de sa conception, qui en font une remarquable station mobile, fonctionnant sur accu de 12 V, pour les bandes des 80 et des 40 m, lorsqu'on a la chance de le trouver à l'état neuf, *avec tous ses accessoires d'origine*, en font dans le cas contraire le désespoir du dépanneur. A l'un de ses lecteurs qui lui demandait, il n'y a pas si longtemps, comment tirer parti de « ce monstre », l'un de nos excellents confrères américains fit cette réponse : « Attachez-le solidement au bout d'un gros câble et jetez-le à l'eau ; il constituera une ancre excellente pour votre bateau ».

Sans verser dans un aussi noir pessimisme, disons que nous déconseillons formellement le WS-19 aux novices et que même les amateurs chevronnés seront sages de ne pas lui consacrer une somme supérieure à celle de la valeur de l'ensemble des pièces récupérables de l'appareil dont ils ont l'utilisation. Ainsi acquis, à vil prix, le WS-19 peut réserver une très agréable surprise. En effet, ce matériel, lorsqu'il est en bon état, peut encore rendre d'excellents services. L'un de nos lecteurs belges, que nous remercions bien vivement de la documentation qu'il a eu l'amabilité de nous communiquer, nous a notamment signalé que les pompiers de Charleroi utilisaient à leur entière satisfaction des WS-19, tant en postes mobiles qu'en postes fixes.

Certains inconvénients, acceptables pour un service officiel, le sont toutefois beaucoup moins pour un amateur. Mentionnons notamment :

1° Le poids et l'encombrement en rendant l'installation difficile sur une voiture de tourisme ;

2° Le fait que, par suite des commutations par relais 12 V continu incorporés, un remaniement important et délicat de l'appareil serait nécessaire pour le faire fonctionner sur secteur ;

3° La difficulté à trouver les accessoires convenant au type d'appareil dont on dispose. En effet, au fur et à mesure de sa production, le WS-19 a subi tout une série de modifications depuis le type original (Mark I) jusqu'au type (Mark III), en passant par les types Mark II et Mark II *bis*. De plus, il existe des différences entre les modèles construits en Grande-Bretagne et ceux réalisés au Canada ou aux Etats-Unis. Or certaines de ces variantes requièrent des accessoires différents, notamment du fait de modifications des prises multiples de raccordement.

D'aucuns se demanderont, dans ces conditions, pourquoi nous avons choisi de traiter d'un tel monstre.

Nous avons tout d'abord désiré venir en aide aux nombreux possesseurs de ces appareils qu'il a été possible de se procurer depuis quelques années à des prix modiques dus généralement au piteux état dans lequel ils se trouvaient.

Nous avons surtout été séduits par l'intérêt technique de ce montage original offrant de très utiles enseignements.

Trois appareils réunis en un seul

L'évidente complexité du WS-19 résulte du fait que trois appareils distincts se trouvent réunis en un seul.

1° *Le poste A* (A Set), émetteur-récepteur couvrant en deux gammes, tant à l'émission qu'à la réception, de 2 100 à 8 000 KHz (gamme I : 2 100 à 4 500 KHz ; gamme II : 4 500 à 8 000 KHz). C'est de beaucoup la partie la plus intéressante de l'appareil.

2° *Le poste B* (B Set), émetteur-récepteur VHF fonctionnant sur 240 MHz. Il s'agit d'une simple détectrice à super-réaction se transformant en auto-oscillateur en émission. Ce montage rudimentaire, suffisant pour assurer des liaisons rapprochées de char à char, ne présente guère d'intérêt pour l'amateur.

3° *L'amplificateur-interphone* (Inter communication amplifier) servant à la transmission des ordres entre les membres de l'équipe du char.

La figure 3 donne le schéma de l'ensemble de ces trois appareils. Notez que le poste A et le poste B sont du type transceiver, leurs lampes remplissant des fonctions différentes en émission et en réception.

Le poste A

Cet ensemble a été conçu pour que le récepteur étant réglé sur une certaine fréquence l'émetteur se trouve automatiquement prêt à émettre sur la même fréquence, sans avoir à procéder à l'ajustement d'un maître-oscillateur séparé. Le fonctionnement en réseau est donc automatiquement assuré du moment que le récepteur est synthonisé avec soin.

L'appareil comprend neuf lampes à chauffage indirect, dont trois sont employées aussi bien à l'émission qu'à la réception.

I. — Le récepteur « A »

Il s'agit d'un superhétérodyne à six lampes, avec réglage automatique de volume. La prise d'antenne SO4A de la figure 3 correspond à la prise coaxiale « AERIAL A » de la figure 1 représentant les commandes sur le panneau avant de l'appareil. En pratique, cette prise est reliée par câble à basse impédance à un variomètre coupleur d'antenne, constituant l'un des accessoires de l'ensemble, variomètre non figuré sur le schéma de la figure 3. Le signal venant de l'antenne accordée à la résonance par ce variomètre extérieur attaque le circuit accordé L3A-C3A, qui sert à la fois de circuit d'entrée du récepteur et de circuit de sortie de l'émetteur. Il est en effet relié à la grille de commande de V1A (6K7 équipant l'étage HF accordé du récepteur) et à la plaque de V4A (807 constituant l'étage PA de l'émetteur). Le condensateur variable C3A accordant ce circuit est commandé séparément par le cadran marqué « A PATUNING ». Un autre CV, à quatre cages, commandé par le cadran « A FREQUENCY MCS », à l'un de ses éléments utilisé pour l'accord du transfo HF assurant la liaison entre la 6K7 d'entrée et la changeuse de fréquence V2A (6K8) et un autre pour l'accord de l'oscillateur local (partie triode de la 6K8). Les deux autres cages servent à l'accord des petits étages de l'émetteur. L'oscillateur local est accordé sur le battement supérieur (fréquence incidente + 465 kHz).

Viennent ensuite deux étages MF accordés sur 465 kHz et équipés de deux lampes V1B, V1C du type 6K7. Bien que cela ne soit pas apparent sur le schéma de la figure 3, il existe, au moins sur certains types de ces appareils, une commande de sensibilité « A RF GAIN » constituée par une résistance variable permettant de faire varier la polarisation cathode de la HF et de la première MF.

La double diode de V3A (6B8) sert ensuite à assurer la détection et la CAV. La partie pentode de la même lampe sert, en réception, à assurer l'amplification BF. La réception se fait au casque, par branchement sur le secondaire du transfo de couplage T2A. Le potentiomètre R43A, commandé par le bouton « A GAIN » est le classique volume-contrôle BF.

Pour la réception des télégraphies non modulées, la partie triode de la seconde 6K8 (V2B7) fonctionne comme BFO oscillant sur 465 KHz lorsque le bouton « HET TONE » est sur sa position médiane. Ce bouton commande le potentiomètre à prise intermédiaire R10A.

II. — L'émetteur « A »

Son pilotage constitue la partie la plus originale de l'appareil. Afin d'éviter un réglage séparé de l'émetteur et d'avoir l'assurance que la fréquence de réception soit toujours la même que celle d'émission, les réalisateurs du WS-19 ont eu recours au système du VFO-hétérodyne (voir à ce sujet notre article en page 28). Dans ce cas, l'oscillation variable est celle de l'oscillateur local du récepteur et l'oscillateur fixe, celle du BFO. Le mélange de ces deux oscillations s'effectue dans la partie hexode de la 6KS (V2B). La résultante constituant la fréquence de pilotage de l'émetteur est égale à la fréquence sur laquelle le récepteur est accordé. En effet, alors que le BFO est accordé sur 465 KHz, l'oscillateur local du récepteur l'est toujours sur une fréquence supérieure de 465 KHz à la fréquence de réception. Le mélange de ces deux oscillations se traduit par les deux équations suivantes :

Fréquence de réception + 465 — 465 = fréquence de réception et fréquence de réception + 465 + 465 = fréquence de réception + 930.

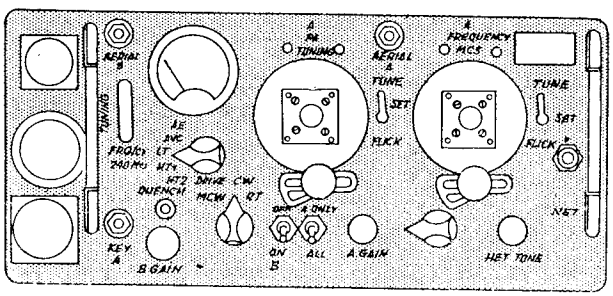


Fig. 1

On remarquera que si la première de ces équations donne la fréquence désirée la seconde donne une autre fréquence, tout à fait indésirable. Sa rejection est assurée par les circuits accordés sur la fréquence de réception (qui doit également être celle d'émission) L7A-C9D et L4A-C9C intercalés respectivement entre la sortie du pilote et l'entrée de l'étage tampon amplificateur de tension (EF50) et entre la sortie de cette EF50 et l'entrée de la lampe PA. Ces circuits sont accordés par les deux sections non utilisées en réception du condensateur à quatre cages commandé par le cadran « A FREQUENCY MHz ».

Ainsi que nous l'avons vu en examinant le fonctionnement en réception, le circuit de charge plaque de l'étage amplificateur circuit d'entrée du récepteur et est accordé de puissance V4A (807) sert également de séparément par « A PATUNING ». L'énergie HF est transmise par câble blindé au coupleur d'antenne extérieur, et de là, à l'antenne.

En téléphonie et en télégraphie modulée, une polarisation négative produite par la seconde diode de V6A (6H6) est appliquée sur la grille de commande de V4A. Cette polarisation est proportionnelle à la tension d'excitation qui est appliquée à la diode et donc à la grille de commande du PA.

En CW, la polarisation apportée par la diode V6A est supprimée et V4A est autopolarisée par son courant-grille.

La manipulation s'effectue, en CW, par coupure de l'arrivée de la haute tension surl'écran de V4A, sur l'anode et sur l'écran de V5A et sur l'anode et l'écran de la partie hexode de V2B.

III. — Modulation de l'émetteur « A »

En émission téléphonique, la 807 est modulée dans sa grille de commande. La partie pentode de V3A (6B8) constituant la BF du récepteur, devient alors amplificatrice de modulation, le transfo microphonique T3A attaquant sa grille de commande. Le primaire du transfo BF de sortie utilisé à la réception tient alors lieu de self de choc et la modulation est transmise capacitivement à la grille de la 807. En émission en télégraphie modulée, la partie pentode de V3A fonctionne en oscillateur basse fréquence.

La figure 2 donne une vue d'ensemble schématique du fonctionnement du poste « A ».

Boîte d'alimentation et boîte de commande

L'appareil étant prévu pour fonctionner sur un accumulateur de 12 V, une boîte d'alimentation séparée est nécessaire pour lui fournir sa haute tension. Cette boîte porte la désignation « Supply Unit No 1 MK1 (ou MK2 ou MK3) ». Son élément essentiel est un dynamotor délivrant 500 V sous 50 mA, pour le PA, et 275 V sous 110 mA, pour les autres tensions anodiques.

Le débit de l'accumulateur est le suivant selon les divers modes de fonctionnement :

Récepteur « A » : 6,5 A.
Emetteur « A », en phonie : 7,5 A.
Emetteur « A », en CW :9 A.
Récepteur « A », récepteur « B » et interphone : 8 A.

La boîte d'alimentation est reliée à la prise multiple à six broches PLIA (fig. 3). La correspondance des broches est la suivante :

1 : masse, — HT, — 12 V.
3 : + 12 V (chauffage et relais).
4 : + 500 V.
6 : + 275 V.

Apparemment, le cordon de raccordement de la boîte d'alimentation au poste devait comporter deux brins servant à la transmission des ordres à l'intérieur du

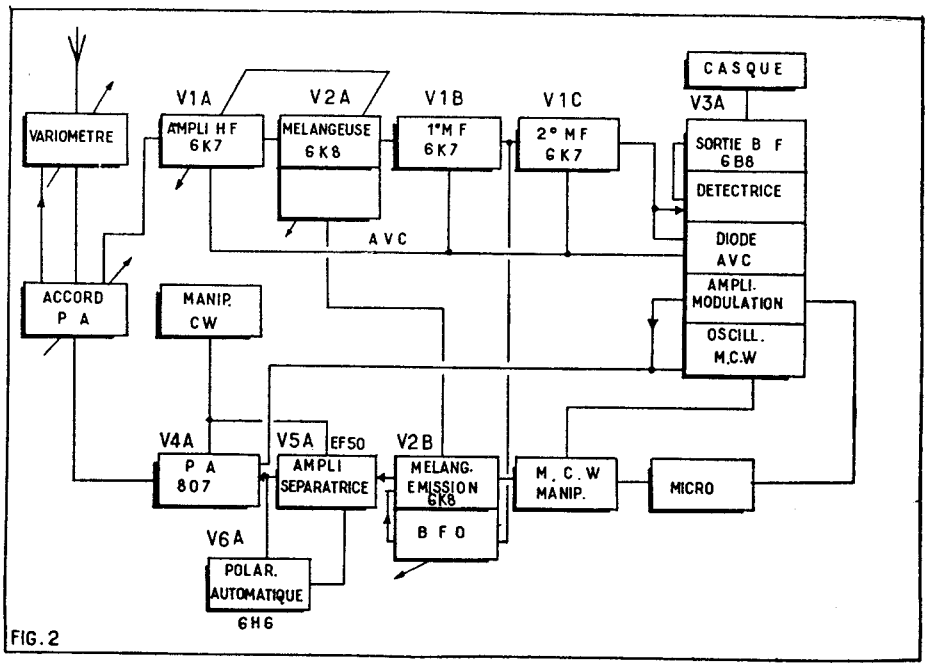


FIG. 2

char, car la broche 2 est marquée « Interphone parole » et la broche 6 « Signal buzzer ».

La boîte de commande, « CONTROL UNIT No 1 MK No 2 » se raccorde à la prise à douze broches PL2A. Sa principale fonction est de brancher l'ensemble casque-micro soit sur le poste « A », soit sur le poste « B ». Cet ensemble casque-micro se branche en effet sur cette boîte. Il comporte un contacteur à poussoir sur lequel il suffit d'appuyer pour passer de réception à émission. Cet ensemble porte la désignation « microphone and receiver headgear No 1 ». En appuyant sur son poussoir, on déclenche le relais de commutation émission-réception de l'appareil auquel la boîte est branchée, c'est-à-dire le relais S5A pour le poste « A » ou le relais S5B pour le poste « B ».

Lorsqu'on travaille en télégraphie modulée (MCW) ou en télégraphie non modulée (CW), le passage d'émission à réception s'effectue automatiquement en enfonçant le jack du manipulateur dans la prise de jack du panneau avant pour émettre, et en le retirant pour recevoir.

Signalons que sur la figure 3 les relais S5A et S5B sont représentés en position « réception ». De même, le contacteur à trois positions (MCW-CW-RT » (S7A) est figuré sur sa position « CW », et le contacteur de gammes S II A, sur la gamme 4,5 à 8 MHz.

Etant donné que la prise à douze broches PL2A risque fort de constituer la pierre d'achoppement pour les utilisateurs, nous donnons ci-après la correspondance de ses broches (pas très explicite, il faut le dire), relevée sur la maigre documentation dont nous disposons :

1 : Poste « A » en service (micro).
2 : Poste « B » en service (micro).
3 : Interphone en service (micro).
4 : Poste « A » hors service (tél.).
5 : Poste « B »hors service (tél.).
6 : Interphone hors service (tél.).
7 : Passage à émission du poste « A » en appuyant sur le poussoir.
8 : Passage à émission du poste « B » en appuyant sur le poussoir.
9 : Signal du chauffeur.
10 : Poste « A » non servi.
11 et 12 : Non connectés.

Le contacteur à six positions S8A permet de brancher l'appareil de mesures sur différents circuits pour s'assurer de leur bon fonctionnement. A chacune de ses positions correspondent les mesures suivantes :

« AE » : Mesure du courant d'antenne de l'émetteur. Un petit redresseur oxymétal se trouvant dans le variomètre renvoie dans le milli une partie du courant HF redressé. Si l'on ne possède pas le variomètre, on n'aura donc aucune lecture sur cette position.

« AVC » : Mesure de la tension d'antifading.

« LT » : Mesure de la tension de chauffage.

« HT1 » : Mesure de la HT + 275 V.
« HT2 » : Mesure de la HT + 500 V.
« Drive » : Mesure de l'excitation de l'émetteur du poste « A ».

Le poste « B »

Ce transceiver VHF couvre une gamme de fréquences allant approximativement de 229 à 241 MHz. En position « réception », c'est un récepteur à super-réaction utilisant une oscillation de découpage (quench) de 158 à 228 kHz. En position « émission », c'est un auto-oscillateur modulé plaque.

V7A est une triode VHF montée en oscillateur Colpitts. Il s'agit d'un tube CV6, triode à chauffage indirect à culot octal, dont le brochage est identique à celui de la 6J5 pour le filament et la cathode, mais dont la grille et la plaque sortent par des tétons au sommet de l'ampoule. Ce tube est sensiblement identique à la E1148 américaine. Il est chauffé sous 6,3 V × 150 mA et admet au maximum une tension anodique de 300 V et un courant plaque de 12 mA.

En réception, l'oscillation de V7A est périodiquement interrompue par l'injection de la fréquence de découpage délivrée par V1D (6K7). La tension détectée est appliquée, en passant par le volume-contrôle R35A, à la grille de la première amplificatrice BF V1E (6K7). Un filtre constitué par C30A, R6H et C30B empêche la fréquence de découpage de pénétrer dans l'ampli BF. V1D attaque par résistances et capacités la BF finale V8A (6V6).

En émission, le micro attaque par le transfo T4A la grille de commande de V1E. L'ampli BF du récepteur sert alors d'ampli de modulation, le transfo de sortie de la 6V6 attaquant la plaque de l'oscillatrice V7A. L'oscillation de découpage est alors arrêtée. Une tension de contre-réaction est

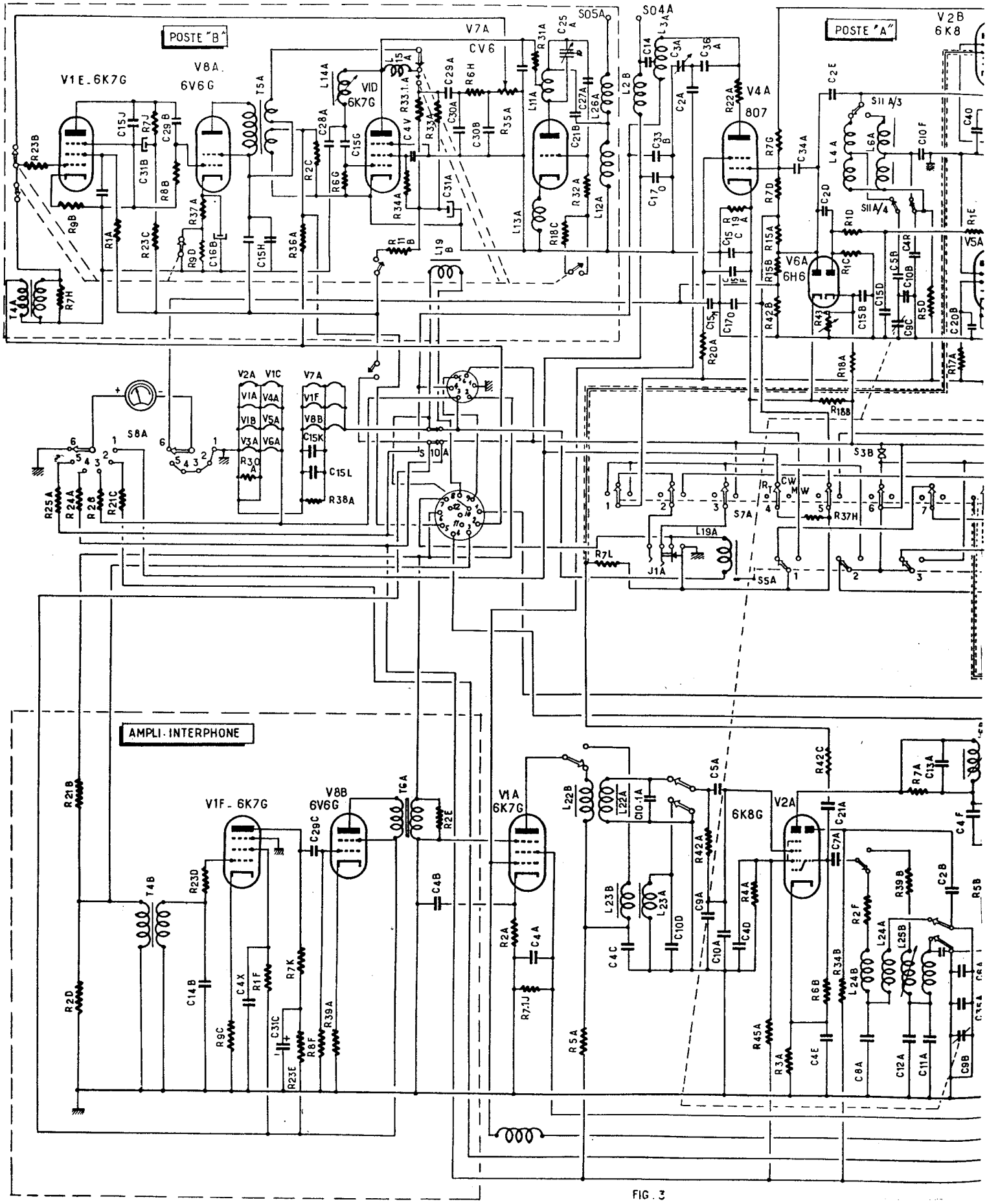
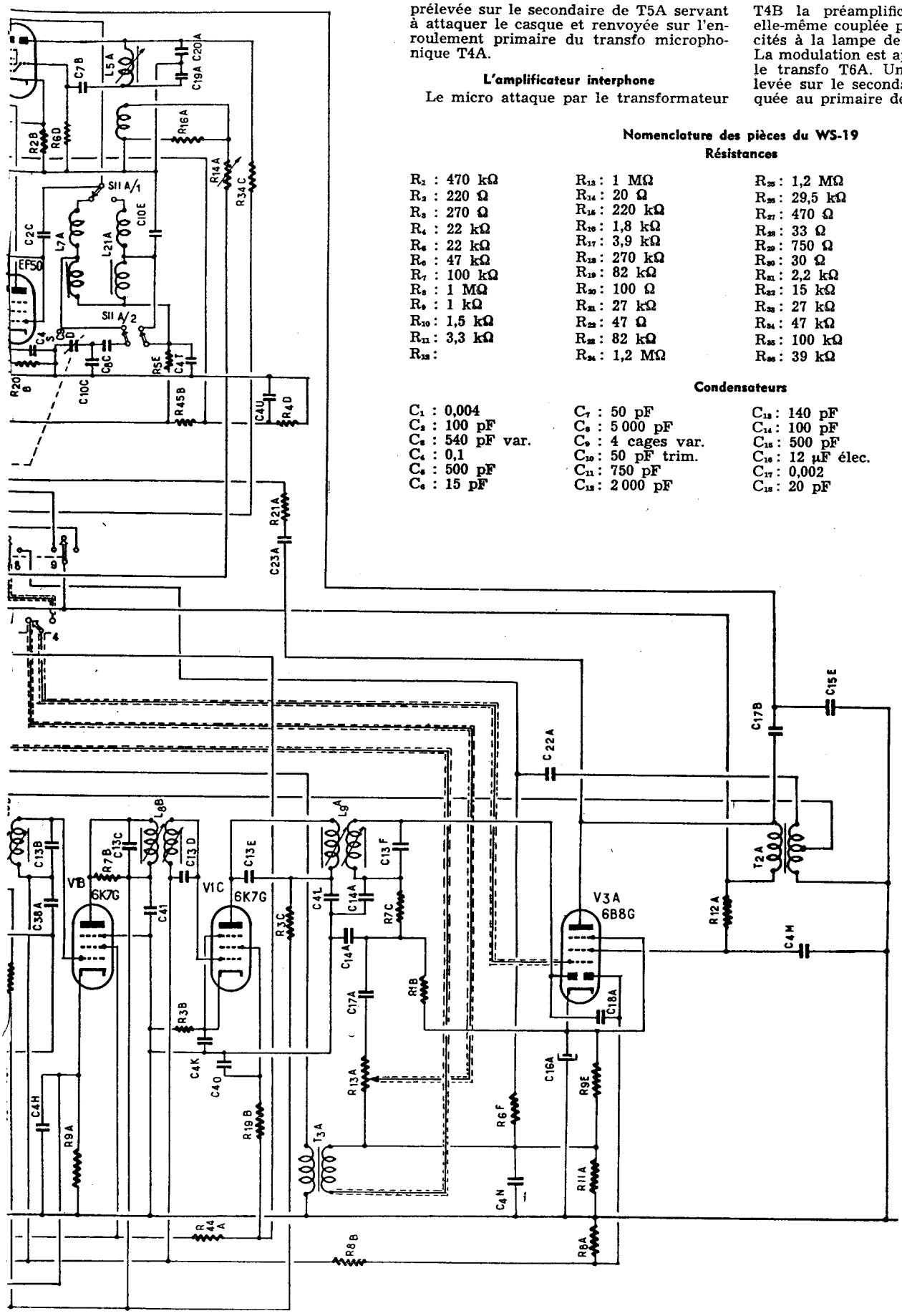

POSTE "B"
POSTE "A"
AMPLI-INTERPHONE
V1E-6K7G
V8A-6V6G
V7A
CV6
VID 6K7G
V4A 807
V2B 6K8
V6A 6H6
V5A
S04A
S05A
S11 A/3
S11A/4
S8A
S10A
S7A
S3B
S5A
J1A
V1F-6K7G
V8B 6V6G
V1A 6K7G
6K8G
V2A
CW
MW

FIG. 3

prélevée sur le secondaire de T5A servant à attaquer le casque et renvoyée sur l'enroulement primaire du transfo microphonique T4A.

L'amplificateur interphone

Le micro attaque par le transformateur T4B la préamplificatrice BFV1F (6K7), elle-même couplée par résistances et capacités à la lampe de puissance V8B (6V6). La modulation est appliquée au casque par le transfo T6A. Une contre-réaction prélevée sur le secondaire de T6A est appliquée au primaire de T4B.



Nomenclature des pièces du WS-19

Résistances

R_1 : 470 kΩ	R_{13} : 1 MΩ	R_{25} : 1,2 MΩ	R_{37} : 390 Ω
R_2 : 220 Ω	R_{14} : 20 Ω	R_{26} : 29,5 kΩ	R_{38} : 65 Ω
R_3 : 270 Ω	R_{15} : 220 kΩ	R_{27} : 470 Ω	R_{39} :
R_4 : 22 kΩ	R_{16} : 1,8 kΩ	R_{28} : 33 Ω	R_{40} : 20 Ω
R_5 : 22 kΩ	R_{17} : 3,9 kΩ	R_{29} : 750 Ω	R_{41} : 2 Ω
R_6 : 47 kΩ	R_{18} : 270 kΩ	R_{30} : 30 Ω	R_{42} : 10 kΩ
R_7 : 100 kΩ	R_{19} : 82 kΩ	R_{31} : 2,2 kΩ	R_{43} : 3,3 MΩ
R_8 : 1 MΩ	R_{20} : 100 Ω	R_{32} : 15 kΩ	R_{44} : 82 kΩ
R_9 : 1 kΩ	R_{21} : 27 kΩ	R_{33} : 27 kΩ	R_{45} : 22 kΩ
R_{10} : 1,5 kΩ	R_{22} : 47 Ω	R_{34} : 47 kΩ	R_{46} : 10 kΩ
R_{11} : 3,3 kΩ	R_{23} : 82 kΩ	R_{35} : 100 kΩ	R_{47} : 1 MΩ
R_{12} :	R_{24} : 1,2 MΩ	R_{36} : 39 kΩ	R_{48} : 120 kΩ
			R_{49} : 390 Ω

Condensateurs

C_1 : 0,004	C_7 : 50 pF	C_{13} : 140 pF	C_{19} : 90 pF
C_2 : 100 pF	C_8 : 5 000 pF	C_{14} : 100 pF	C_{20} : 0,02
C_3 : 540 pF var.	C_9 : 4 cages var.	C_{15} : 500 pF	C_{21} : 5 pF
C_4 : 0,1	C_{10} : 50 pF trim.	C_{16} : 12 µF élec.	C_{22} : 0,025
C_5 : 500 pF	C_{11} : 750 pF	C_{17} : 0,002	C_{23} : 0,005
C_6 : 15 pF	C_{12} : 2 000 pF	C_{18} : 20 pF	C_{24} : 0,001
			C_{25} :
			C_{26} : 0,001
			C_{27} : 20 pF
			C_{28} : 700 pF
			C_{29} : 0,01
			C_{30} : 0,001
			C_{31} : 2 µF élec.
			C_{32} : 30 µF
			C_{33} : 0,1
			C_{34} : 110 pF trim.
			C_{35} : 15 pF
			C_{36} : 0,01
			C_{37} : 500 pF
			C_{38} : 0,1
			C_{39} : 2 pF
			C_{40} : 250 pF
			C_{41} : 200 pF
			C_{42} : 0,05
			C_{43} : 45 pF
			C_{44} : 1 µF
			C_{45} : 0,05
			C_{46} : 5 pF

les convertisseurs O.C. et V.H.F. du R-1355

Dans nos articles précédents nous nous sommes efforcés d'attirer l'attention des amateurs sur l'intérêt que présentent pour eux les excellents convertisseurs ondes courtes et VHF qui équipaient primitivement le récepteur de radio-navigation britannique R-1355, en commençant par la « conversion » la plus simple — à tel point que ce n'en est pratiquement pas une — du RF-24 en convertisseur pour les bandes 20, 15 et 10 m, suivant le procédé « à la 75A », c'est-à-dire avec un oscillateur local fixe et balayage des bandes sur le cadran du récepteur de trafic servant de moyenne fréquence variable derrrière le convertisseur. Pour être d'une simplicité biblique, cette conversion n'en donne pas moins des résultats surprenants et tous les amateurs auxquels nous avons fait la démonstration de notre appareil en ont été enthousiasmés. L'un d'eux nous a cependant fait une réflexion qu'il nous paraît intéressant de rapporter, car la discussion qui en est résultée a mis en lumière un détail méritant d'être souligné.

« C'est d'autant plus extraordinaire », s'est exclamé cet amateur après notre démonstration, « que le même RF-24 donne des résultats sensiblement moins bons devant mon récepteur de trafic. » Nous lui avons aussitôt demandé quel était ce récepteur et, surtout, comment il effectuait la liaison convertisseur-récepteur. Nous avons ainsi appris que le circuit antenne du récepteur, auquel aboutissait le câble coaxial venant du convertisseur, était *à basse impédance. Or, la sortie des « RF Units » s'effectue à haute impédance,* d'où une très mauvaise adaptation expliquant la différence de rendement constatée. Le récepteur BC-455 que nous utilisons derrière le RF-24 présente en effet le grand avantage pour son emploi à la suite d'un convertisseur d'avoir une entrée antenne à haute impédance. L'antenne attaque directement la grille de commande de la lampe HF à travers un petit condensateur fixe de 11 pF. *Rien n'empêche d'appliquer ce procédé sur un récepteur ayant normalement une entrée antenne à basse impédance: connecter le coaxial venant du convertisseur à la broche grille de commande de la lampe HF en intercalant un condensateur fixe de très faible valeur* (à déterminer exprimentalement mais n'excédant pas 10 pF). Il faut, dans ce cas, retoucher le trimmer du circuit d'accord antenne, mais, si la valeur du condensateur fixe à intercaler est bien choisie, cette retouche doit être minime. Ce procédé est somme toute plus pratique et de meilleur rendement que celui consistant à remplacer la self MF (L_8) du RF-24 par un transformateur permettant d'avoir à son secondaire une sortie à basse impédance, procédé que nous mentionnons cependant pour mémoire.

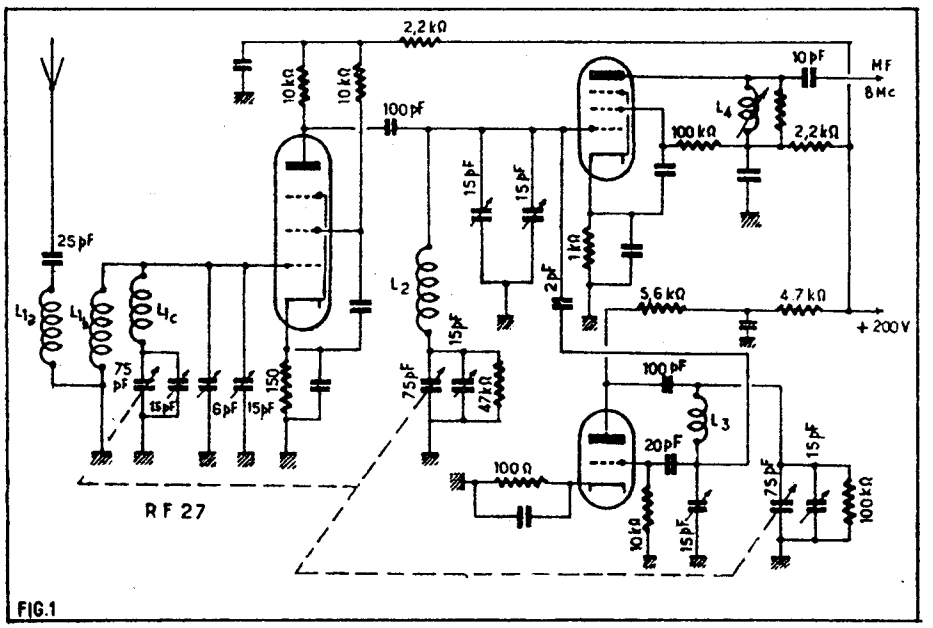


FIG.1

Nous avons également eu l'occasion de constater que l'oscillateur local de certains RF-24 avait une dérive abusive alors que la stabilité des autres était normale. En interchangeant les VR65, nous avons pu constater que la lampe n'était pas en cause et que le défaut était imputable à un condensateur fixe. Le remède consiste dans ce cas à remplacer les petits condensateurs fixes du circuit oscillateur par d'autres — céramique ou mica — de qualité irréprochable afin de déterminer lequel est fautif.

La stabilisation de la tension anodique de la lampe oscillatrice par régulatrice au néon est naturellement recommandable, bien que ne s'imposant pas. On pourrait également envisager le remplacement de la VR65 oscillatrice pas un autre type de lampe ayant un échauffement moindre.

Le fin du fin, du point de vue amélioration de la stabilité, est évidemment le contrôle par quartz de l'oscillateur local. Nous aurons ultérieurement l'occasion de revenir sur cette question, ainsi que sur bon nombre d'autres, les possibilités de conversion de ces blocs étant multiples.

Parmi ces possibilités, il y a celle de modifier les bobinages pour utiliser une gamme moyenne fréquence variable autre que celle des 8 MHz et même pour recevoir d'autres bandes amateurs que celles des 20, 15 et 10 mètres.

En ce qui concerne la modification de la MF, disons de suite que nous ne sommes pas partisans de la ramener aux alentours de 7 MHz car les stations de radiodiffusion et les brouilleurs sont tellement puissants dans cette région qu'ils risquent de filtrer à travers le convertisseur. Nous conseillerions plutôt à ceux qui ne peuvent pas avoir une MF entre 7,5 et 9 MHz d'en prendre carrément une entre 3 et 6 MHz. Il suffit pour cela d'ajouter des spires à la self MF (L_8) et de mettre des condensateurs supplémentaires en parallèle sur les ajustables du circuit oscillateur.

Signalons d'autre part une amélioration que nous avons apportée au RF-24. Elle concerne la réception de la bande 10 m.

Nous utilisons en MF variable, rappelons-le, un récepteur couvrant une gamme de 6 à 9 MHz. Or, si les bandes amateurs des 20 et 15 m sont relativement étroites (250 kHz et 450 kHz), celle des 10 m (de 28 MHz à 29,7 MHz) est très large (1 700 kHz). En réglant le convertisseur de façon que la fréquence 28 MHz corresponde à celle de 9 MHz lue sur le cadran du récepteur, nous trouvons la fréquence 29,7 à la graduation 7,3 MHz du cadran, c'est-à-dire dans la zone encombrée de brouilleurs de la bande 40 m. D'autre part, la nécessité de laisser passer une bande aussi large de fréquences oblige à amortir considérablement les circuits HF du con-

vertisseur pour ne pas avoir des variations trop importantes de sensibilité d'une extrémité à l'autre de la bande.

Nous rappelant que nous avions des positions inutilisées du contacteur, *nous avons eu l'idée de fractionner en deux la bande 10 m.* Chacune des sous-gammes a ainsi une largeur de 850 kHz, ce qui permet un accord bien meilleur sur chacune d'elles et nous permet de ne pas faire se promener la MF hors de la zone de calme relatif des alentours de 8 MHz. La sensibilité du convertisseur sur 10 m, déjà bonne sans ce perfectionnement, devient ainsi excellente. Comme il restera ainsi encore une position du contacteur inutilisée, on pourrait envisager de même le fractionnement de la bande 10 m en trois sous-gammes, ce qui permettrait un accord encore plus précis et l'élimination complète des résistances d'amortissement sur les bobinages.

Nous n'avons pas parlé jusqu'ici de la *possibilité d'utiliser RF24 et 25 en convertisseurs à oscillateur variable devant une MF fixe.* Une telle conversion est identique à celle que nous venons d'étudier, à la seule différence près qu'*il suffit de brancher un petit condensateur variable de 15 à 20 pF en parallèle sur l'oscillateur local.* La seule difficulté est d'ordre mécanique. En effet, qui dit CV dit cadran et il n'y a guère de place pour le mettre sur le panneau avant du bloc. La solution consistant à éliminer le contacteur pour le remplacer par l'axe du CV ne nous semble pas intéressante car le convertisseur ne peut ainsi être utilisé que pour une seule bande. La meilleure solution serait à notre avis de mettre le CV et le cadran « hors-bord » le long de l'une des parois latérales du convertisseur qui ne pourrait plus ainsi rentrer dans son tiroir blindage.

Beaucoup plus intéressants pour les tenants du convertisseur à oscillateur variable sont les deux autres modèles de RF Units.

Les RF 26 et 27

Nous ne mentionnons le RF26 que pour mémoire étant donné qu'à part ses bobines il est identique au RF27.

De par sa gamme de 65 à 85 KHz, le RF27 est d'ailleurs plus intéressant que le RF26 (45 à 65 kHz).

Nous ne nous étendrons pas pour le moment sur les possibilités qu'offre le RF27 aux amateurs de VHF car elles sont déjà connues de la plupart d'entre eux. Il en est par contre d'autres sur lesquelles l'attention n'a pas encore été attirée et qui intéressent un public plus vaste.

Tout d'abord, le RF27 constitue un excellent « Tuner FM » qu'il suffit de brancher devant un ampli MF avec limiteur et discriminateur suivi d'un ampli BF pour obtenir un excellent récepteur à modulation de fréquence. A titre de référence, précisons qu'à Tours (Indre-et-Loire), avec une simple antenne doublet intérieure au second étage d'un immeuble, un tel ensemble nous a permis de recevoir confortablement les émetteurs FM de Bourges (Cher) distants de 130 km.

Pour les amateurs d'ondes courtes, désireux de réaliser eux-mêmes leur poste de trafic en s'inspirant de l'excellente réalisation présentée par F9RC dans notre article sur le R107 en p. 92, le RF27 fournit une impeccable platine HF et premier changement de fréquence. Mieux qu'un long discours, une comparaison de la figure 1 ci-jointe donnant le schéma du RF27 avec la figure 2 de notre article p. 94 fera saisir la similitude des deux montages. Tous les bobinages du bloc devront naturellement être éliminés et remplacés par d'autres appropriés à la réception des bandes ondes courtes. *Nous voyons très bien le rotacteur préconisé par F9RC monté le long du côté gauche du bloc, les flasques se trouvant dans le prolongement des cloisonnements intérieurs du châssis.*

Une autre possibilité intéressante consisterait à modifier simplement les bobinages du RF27 pour lui permettre de recevoir une seule gamme ondes courtes englobant le 7 MHz et le 8 MHz et de faire attaquer par la sortie de la mélangeuse d'un ampli MF 455 KHz. Une telle gamme permettrait d'utiliser le RF27 en moyenne fréquence variable derrière un RF24 qui lui serait accolé.

Le RF27, vous le voyez, peut être mis à toutes les sauces. Examinons-le de plus près.

Alors que la pièce maîtresse des RF24 et 25 est le contacteur, celle du RF27 est un groupe de trois condensateurs variables à lames argentées commandés par un excellent démultiplicateur Muirhead dont la collerette en matière plastique translucide est étalonnée de 0 à 180° et éclairée par une petite ampoule disposée à l'intérieur. Chacun de ces trois CV a une capacité totale de 75 pF. Le CV de l'oscillateur et celui du circuit grille de la mélangeuse forment un seul bloc à deux cages. Par contre celui d'accord du circuit d'entrée a son axe accouplé à celui des deux autres par un flector isolant, ce qui constitue une excellente précaution contre les accrochages.

Le fonctionnement sur VHF a d'autre part entraîné l'utilisation de lampes mieux adaptées à cet usage que les VR65. Le RF27 se compose d'une EF54 en HF, d'une autre EF54 en mélangeuse et d'une EC52 en oscillatrice. La EF54 (VR136) est une version améliorée de la EF50 dont la pente a été portée à 8 mA/V. Ses capacités internes et son souffle ont été réduits pour lui permettre de monter à 300 MHz. Son brochage est le suivant (en partant de l'ergot et en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre) : 1 = filament ; 2 = plaque ; 3 = écran ; 4 = cathode ; 5 = cathode ; 6 = grille de commande ; 7 = cathode ; 8 = cathode ; 9 = filament. Remarquez que la cathode est reliée à quatre broches devant chacune être découplée à la masse.

La EC52 (VR137) est une triode à forte pente (6,5 mA/V) pouvant monter encore plus haut en fréquences et dont voici le brochage : 1 = filament ; 2 = grille ; 3 = cathode ; 4 = plaque ; 9 = filament. Les broches 5, 6, 7 et 8 ne sont pas connectées.

Ces deux types de lampes ont le culot locktal grand format anglais à 9 broches.

L'une des particularités du montage, propre à surprendre le novice, est le système d'accord-série des bobinages HF, les CV étant intercalés entre la base des enroulement et la masse. Ce système est préférable au procédé classique suivant lequel le CV est en parallèle sur le bobinage lorsque, comme c'est ici le cas, on travaille en VHF avec des lampes ayant des connexions internes assez longues. Il permet en effet d'utiliser des bobinages d'inductance plus élevée, et donc de qualité meilleure, qu'avec l'accord en parallèle.

Le groupe de bobinages d'entrée, sur deux mandrins séparés non couplés inductivement, peut également intriguer certains de nos lecteurs. L1*a*-L1*b*, sur un premier mandrin, constituent un transformateur élévateur d'impédance. L'arrivée d'antenne s'effectue en effet par coaxial à basse impédance. Pris isolément, ce transformateur est apériodique, son secondaire ayant beaucoup plus de spires qu'il n'en faudrait pour résonner sur la gamme de réception. On obtient ainsi un meilleur couplage et une meilleure adaptation que si l'antenne avait été couplée par une seule spire à la bonne accordée L1c. Cependant, L1b est branchée en parallèle sur L1c et l'inductance accordée est égale à

$$\frac{1}{L1b} \pm \frac{1}{L1c}$$

Si l'on désire utiliser une antenne folded à descente en twin lead 300 Ω, il convient d'augmenter le nombre de spires de l'enroulement L1*a* que l'on peut porter à une dizaine de spires.

Le reste du schéma parle de lui-même. On remarquera qu'il existe des petits ajustables de 15 pF, à la fois en parallèle sur les CV et en parallèle sur l'ensemble des circuits oscillants HF. Un petit condensateur variable de 6 pF monté sur le panneau avant permet en outre de fignoler l'accord antenne.

L'oscillateur local est du type Colpitts. Très important est le petit ajustable de 15 pF, situé dans le compartiment arrière sous le châssis, reliant à la masse l'extrémité reliée à la grille oscillatrice du bobinage 2*a*. En agissant sur cet ajustable on peut en effet modifier sensiblement l'étendue de la gamme couverte. (Il faut bien entendu agir en même temps sur les autres pour rétablir l'alignement). C'est notamment en agissant sur cet ajustable et en mettant les autres sensiblement à leur minimum de capacité qu'on arrive à monter au-delà de 100 MHz pour couvrir l'ensemble de la gamme modulation de fréquence.

Nous ne doutons pas qu'avec les suggestions et renseignements que nous venons de donner nombre de nos lecteurs n'arrivent à tirer un excellent parti de cet appareil polyvalent auquel nous pouvons prédire une brillante carrière.

Collection

Les Sélections de Système "D"

N° 80

FAITES VOS INSTALLATIONS ÉLECTRIQUES

Etude de l'installation - Choix du matériel - Installation sous baguettes - Fils blindés ou cuirassés - Installation sous tubes - Prises - Interrupteurs - Lampes - Les tubes fluorescents.

Prix : 1 F

Ajoutez 0,10 F pour frais d'envoi et adressez commande à SYSTEME D, 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e^, par versement à notre C.C.P. Paris 259-10. Ou demandez-le à votre marchand de journaux qui vous le procurera.

le FUG 10 reconditionné comprend plusieurs récepteurs et émetteurs indépendants

L'excellence de ce matériel, qui équipait les Junkers de la défunte « Luftwaffe » est telle qu'il a été utilisé après la guerre par l'aéro-navale française. Ce fait mérite d'être souligné car il s'agit, non pas de matériel vétuste plus ou moins avarié et d'une technique périmée, mais bien d'appareils reconditionnés et modernisés dans une usine française et en parfait état de marche.

Par leur réalisation mécanique et électrique, ces appareils s'apparentent à l'émetteur-récepteur FuG-16 pour ondes métriques : blocs à alvéoles en métal fondu (électron) s'emboîtant les uns dans les autres au moyen de prises multiples ainsi que de vis de fixation à têtes peintes en rouge, ce qui permet un démontage facile et une parfaite accessibilité de tous les organes en même temps qu'une réalisation très compacte ; utilisation dans toutes les fonctions HF ou BF d'un seul type de lampe (RN_{12} P 2 000 pour les récepteurs ou amplificateurs de modulation et RL12P35 poour les émetteurs) ; panneau avant en cuvette contenant le cadran démultiplicateur à engrenages avec possibilité d'encliquetage automatique sur quatre fréquences au choix et vernier permettant d'explorer les alentours de la fréquence bloquée ; transfos MF à couplage uniquement capacitif entre primaire et secondaire ; fichier de contrôle permettant de vérifier les tensions, etc.

Mais, dans son ensemble, le FuG-10 est aussi très comparable au « Command Set » américain. Comme ce dernier, il se compose en effet de plusieurs récepteurs et émetteurs indépendants couvrant chacun une gamme différente. Au lieu d'opérer une commutation des circuits HF pour changer de gamme, on commute simplement les alimentations pour mettre l'appareil qui convient en service. Ce système entraîne un encombrement plus grand du matériel, mais cet inconvénient (surtout sur un avion) est largement compensé par une sécurité de fonctionnement accrue. Chacun des appareils de l'ensemble est d'ailleurs de dimensions assez réduites et un dispositif de liaison par câbles souples ainsi que de boîtes de commande à distance permet de les répartir dans des recoins de l'avion qui sans cela seraient inutilisés. Ce dispositif a encore le mérite de se prêter à de multiples combinaisons : selon les nécessités du trafic (et la place dont on dispose dans l'avion), on peut, par exemple, émettre l'émetteur et le récepteur correspondant à une gamme inutilisée.

L'ensemble de base (type A « Reconditionné ») comprend :

Un émetteur et un récepteur couvrant la gamme « Ondes Moyennes » de 300 KHz à 600 KHz.

Un émetteur et un récepteur couvrant la gamme « Ondes Courtes » de 3 300 KHz à 6 650 KHz.

Il comporte en outre les accessoires suivants :

Quatre « racks » avec boites de jonction pour ces appareils ;

Une boite de commande « Emission » avec rack et boite de jonction ;

Une boîte de commande « Réception » avec rack et boite de jonction ;

Un rouet d'antenne pendante avec canne de sortie d'antenne ;

Une boîte d'accord « Antenne Fixe » ;

Une boîte d'accord « Antenne Pendante » ;

Un amplificateur de modulation avec rack et boîte de jonction ;

Un dynamotor « Emission » avec rack ;

Un dynamotor « Réception » avec rack ;

Un inverseur « Graphie-Phonie » ;

Un manipulateur et un microphone.

Un autre ensemble (type B « Spécial Nord 1400 ») comporte en plus des éléments du précédent un émetteur et un récepteur « OC_2 » couvrant de 6 000 KHz à 12 000 KHz. Du fait de l'adjonction de ces deux appareils, certains des accessoires du type A ont dû être éliminés (inverseur « Graphie-Phonie » ; rouet d'antenne pendante ; boîte de commande « Emission » ; boîte de commande « Réception ») et remplacés par d'autres de type spécial (boîte d'accord « Antenne Five » OC_2 ; boîte de commande « Emission » OC_2 et boîte de commande « Réception » OC_2).

La liste de ces accessoires n'est donnée, empressons-nous de le dire, qu'à titre indicatif car il est bien évident que la majorité des amateurs qui nous lisent n'ont nullement l'intention d'utiliser ce matériel tel quel en l'alimentatant sur un accumulateur de 28 V.

Ce qu'il faut souligner, c'est que *chaque appareil, aussi bien émetteur que récepteur, peut très facilement être utilisé de façon indépendante avec une alimentation secteur.* Chose extrêmement appréciable, *il n'y a aucun relais sur les récepteurs ou sur les émetteurs.*

Ceux de nos lecteurs qui recherchent sans succès le fameux BC453 seront intéressés de savoir que le récepteur « O.M. » constitue un excellent succédané comme « Q fiver », la bande passante de son amplificateur moyenne fréquence accordé sur 140 KHz étant de 6 KHz à 60 décibels.

Le récepteur OC (recevant la bande amateurs des 80 m) et le récepteur OC_2 (recevant celle des 40 m) sont également très intéressants et surclassent leurs correspondants américains BC454 et BC455 du fait de leur meilleure sélectivité. Précisons qu'il existe deux types de récepteurs OC : un modèle à huit lampes et un autre, plus perfectionné, à onze lampes. Etant donné que, d'après les renseignements dont nous disposons, c'est ce dernier type d'appareil qui sera le plus facile à trouver et que, d'autre part, mis à part les bobinages, il est identique au récepteur OC_2, c'est par lui que nous allons commencer l'étude détaillée du matériel FuG-10 reconditionné.

Le récepteur FuG-10 reconditionné OC 11 tubes

Cet appareil couvre la gamme 3 300 KHz à 6 650 KHz. Il permet donc de recevoir, en même temps que la bande amateurs des 40 m, celle de radiodiffusion des 49 m.

Les fonctions de ses lampes (toutes du type RV12P2000) sont les suivantes : une HF (Rö 1) + changements de fré-

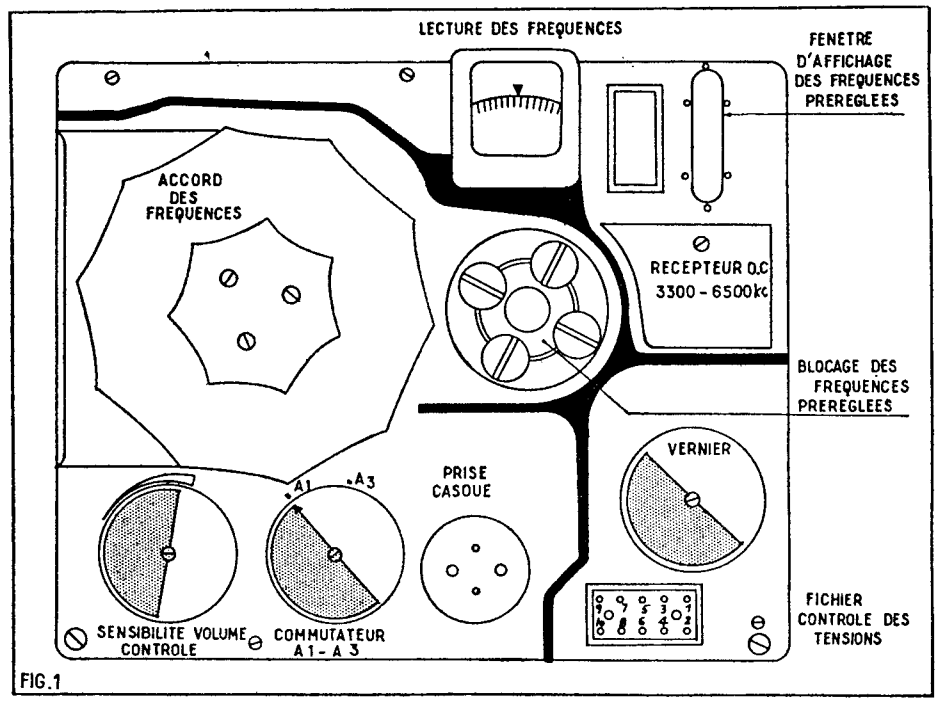


FIG.1

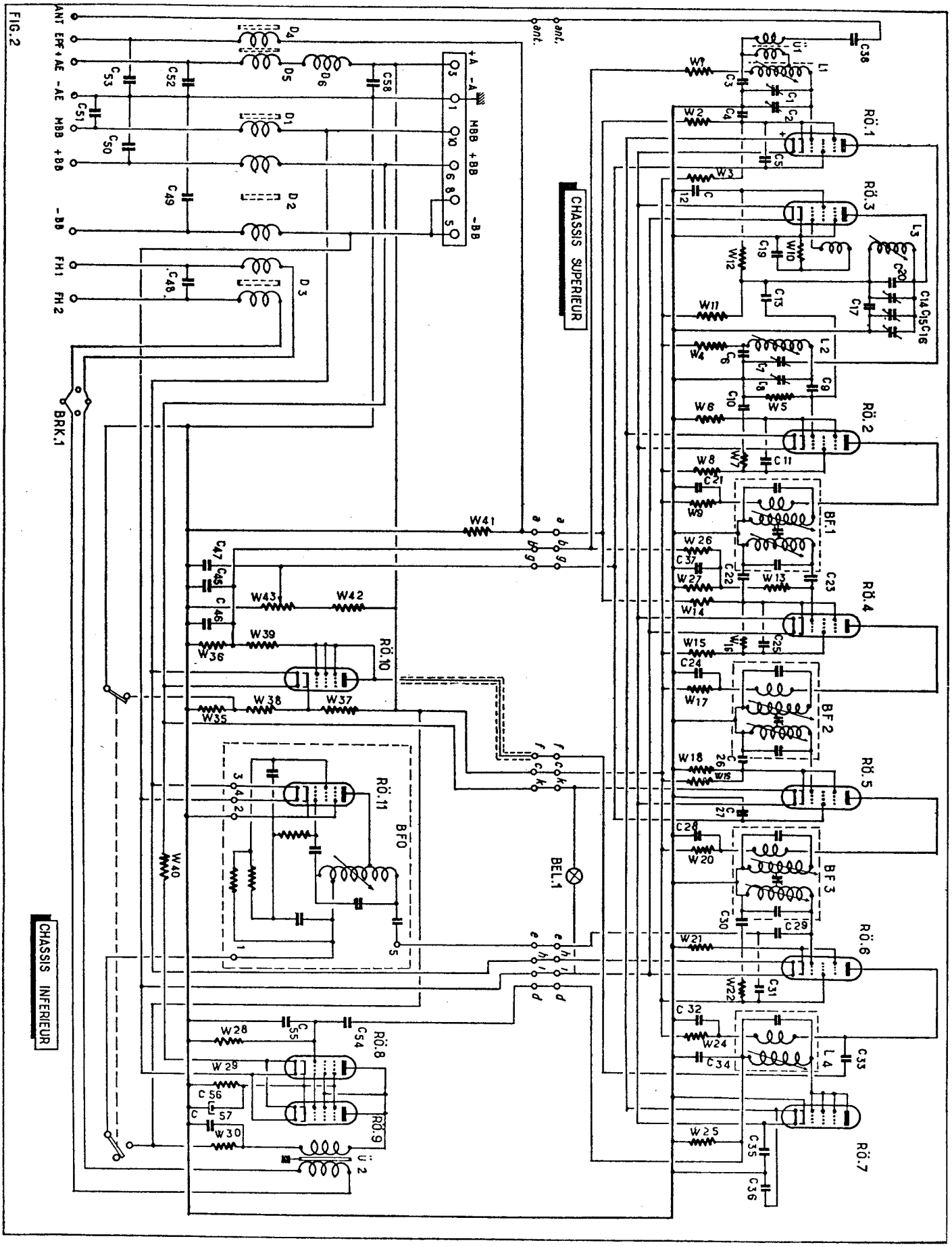

CHASSIS SUPERIEUR
CHASSIS INFERIEUR
ANT EFF + AE
- AE
MBB + BB
- BB
FH1
FH2
+A
-A
MBB +BB
-BB
ant.
BRK.1
RÖ.1
RÖ.2
RÖ.3
RÖ.4
RÖ.5
RÖ.6
RÖ.7
RÖ.8
RÖ.9
RÖ.10
RÖ.11
BF.1
BF 2
BF 3
BFO
BEL.1
L1
L2
L3
L4
Ü1
Ü 2

FIG.2

quence par deux lampes : oscillatrice (Rö 3) et mélangeuse (Rö 2) + trois MF (Rö 4, Rö 5, Rö E) + détectrice diode (Rö 7) + BF (Rö 8 et Rö 9 en parallèle) + BFO (Rö 11) + CAV (Rö 10).

La moyenne fréquence est accordée sur 1 460 KHz. Pourtant, la sélectivité est très acceptable (18 KHz à 50 décibels) et incomparablement supérieure à celle du BC454. En pratique, elle est sensiblement comparable à celle d'un appareil à un seul étage MF accordé sur 455 KHz, avec l'avantage d'une réjection totale des fréquences-images.

La puissance de sortie est de plus de 450 mW pour un signal de 0,1 V, très suffisante pour l'écoute en petit haut-parleur.

Pour un signal de 4 mV à l'entrée, que ce soit en ondes entretenues pures (A_1) ou modulées à 1 000 périodes et 50 %, la puissance de sortie est de 25 mW avec un rapport signal/bruit de fond de 10 décibels.

L'action de l'antifading est énergique : l'affaiblissement est au maximum de 12 décibels pour une variation de la tension d'entrée de 0,1 V à 5 V.

La précision de l'étalonnage est de 6 KHz en tous points de la gamme.

Le cadran, analogue à celui du FuG-16 permet le préréglage de quatre fréquences, avec possibilité de réglage d'appoint par vernier.

Le récepteur se présente sous la forme d'un coffret métallique de 22 cm de large × 16 cm de haut × 20 cm de profondeur. Tous les organes de commande et de contrôle sont disposés sur la face avant (fig. 1).

Après avoir enlevé le capot, on aperçoit la disposition interne du montage effectué sur deux châssis en fonte d'aluminium dans lesquels les éléments des étages du récepteur sont montés dans des cellules.

Le châssis supérieur contient les parties HF, changement de fréquence, et MF. Le châssis inférieur renferme l'étage BF, le BFO et l'étage VCA.

Les deux châssis sont réunis mécaniquement par quatre boulons peints en rouge et électriquement par des prises multiples.

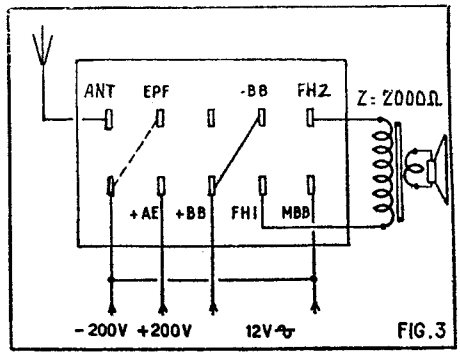
Les désignations des lampes sont marquées sur le châssis à côté de chacune. Cependant, au cas où ces inscriptions seraient effacées, précisons leurs emplacements. A droite de la face supérieure, on trouve, dans l'ordre, d'avant en arrière : Rö 3, Rö 2 et Rö 1. Sur la face gauche du châssis supérieur, se trouvent alignées, d'avant en arrière, Rö 6, Rö 5 et Rö 4. Rö 7 se trouve sous Rö 5. Egalement sur la face gauche, mais du châssis inférieur, on a, d'avant en arrière : Rö 10 et Rö 11. Rö 8 et Rö 9 se trouvent sur le côté droit du châssis supérieur.

La fréquence de référence pour le contrôle de l'étalonnage est : 6 000 KHz. On peut rattraper un désaccord éventuel en agissant sur le trimmer accessible par un trou situé à droite de la face supérieure de l'appareil, entre Rö 3 et Rö 2.

La figure 2 donne le schéma complet de l'appareil. Le signal capté par l'antenne est transmis au circuit d'accord (L_1, C_2, C_3) par le condensateur C_{38} et le transformateur d'antenne U_1. C_2 est le condensateur variable d'accord. Le VCA agit sur la grille de la lampe amplificatrice HF (Rö 1) dont la sensibilité est également commandée par la variation de sa tension écran grâce au potentiomètre W_{48}.

De l'anode de Rö 1, la HF amplifiée est transmise au circuit (L_2, C_4, C_6), accordé également sur la fréquence à recevoir par le condensateur variable C_5. Par le condensateur C_6, la tension amplifiée est appliquée sur la grille de la mélangeuse Rö 2.

L'étage oscillateur local, comprenant le tube Rö 3 et le circuit plaque accordé (L_8, C_{16}, C_{17}) est monté en oscillateur à



réaction inductive. L'accord s'effectue par le condensateur variable C_{16}, commandé par le même axe que les condensateurs C_5 et C_2. C_{17} est le padding servant à obtenir l'alignement. L'injection des oscillations s'effectue sur la grille de commande de la mélangeuse par l'intermédiaire de C_{13}.

Du circuit anodique de Rö 2, la MF est appliquée par le transformateur BF_1 sur la grille du tube Rö 4 où elle est amplifiée. La grille de Rö 4 est également soumise à l'action du VCA. Le transfo BF_2 assure la liaison avec la seconde MF (Rö 5) dont la tension d'écran peut être modifiée par le potentiomètre W_{43}. Du circuit anodique du tube Rö 5, la MF est appliquée par l'intermédiaire du transfo BF_3 sur la grille de la troisième MF (Rö 6). La MF amplifiée, transmise par couplage inductif du circuit anodique de Rö 6 au circuit accordé sur la moyenne fréquence de la bobine L_4, est appliquée directement au tube Rö 7, monté en diode, où elle est détectée.

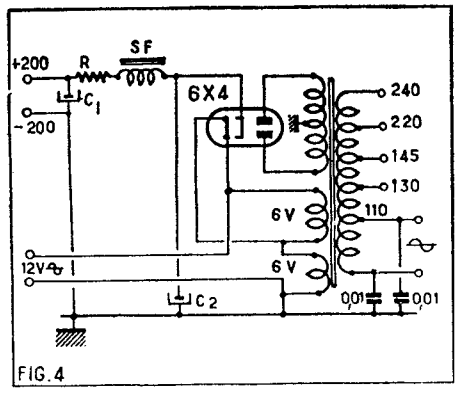
Le BFO, avec le tube Rö 11, est un oscillateur Hartley accordé sur la MF (1 460 KHz). Sur le réglage du signal reçu, on a donc le battement nul. Le récepteur doit par conséquent être désaccordé de 1 KHz, à l'aide du vernier d'accord, par rapport à la fréquence à recevoir pour obtenir un battement d'environ 1 000 périodes. Le sens de ce désaccord, au-dessus ou au-dessous du battement zéro, est choisi de façon que la réception soit perturbée au minimum.

L'injection de la fréquence auxiliaire se fait sur la grille de Rö 6.

En position A_3 du commutateur A_1-A_3, le circuit anodique du tube Rö 11 est coupé, ce qui met le tube hors de service.

La tension BF obtenue aux bornes de la résistance de charge W_{25} est appliquée aux deux tubes Rö 8 et Rö 9 montés en parallèles, par l'intermédiaire du condensateur C_{54}. Par le secondaire du transformateur de sortie U_2, les courants BF amplifiés sont transmis aux prises de sortie FH_1 et FH_2.

Venons-en enfin à l'antifading. Une tension de polarisation variable en fonction de la tension HF à l'entrée du récepteur est



appliquée aux tubes de l'étage haute fréquence et du premier étage moyenne fréquence. A cet effet, une partie de la tension MF est prélevée sur le circuit anodique du tube Rö 6 et transmise à travers le condensateur C_{33} au tube Rö 10, monté en diode, où elle est détectée. Le courant redressé par le tube Rö 10 produit une différence de potentiel aux bornes des résistances W_{29} et W_{30}.

La tension de polarisation obtenue aux bornes de W_{30} est appliquée en totalité, à travers la résistance W_1, à la grille du tube Rö 1. Par contre, la grille du tube Rö 4 ne reçoit qu'une partie de la tension de polarisation disponible aux bornes de W_{30}, par l'intermédiaire du diviseur de tension constitué par les résistances W_{26} et W_{27}.

La cathode du tube Rö 10 est reliée à un dispositif potentiométrique constitué par les résistances W_{27}, W_{28} et W_{25} branchées entre le + HT et la masse de telle sorte que le courant redressé ne prend naissance que lorsque la tension MF du récepteur dépasse la tension de retard appliquée sur la cathode et existant aux bornes de W_{28} et W_{25}.

Lorsque la tension MF est insuffisante, le VCA n'agit plus. Pour la réception en téléphonie (A_3), la résistance W_{28} est court-circuitée. La tension de retard du tube Rö 10 est donc diminuée et le VCA agit pour des valeurs plus faibles de la tension d'entrée et par conséquent de la tension MF.

Il nous reste avant de conclure ce premier article sur ce très intéressant matériel à indiquer la façon de l'alimenter. La figure 3 montre les connexions à effectuer sur la prise d'alimentation se trouvant sur la face arrière du châssis inférieur de l'appareil. Les filaments des lampes étant montés en série parallèle, deux par deux (le filament de l'une des lampes étant en série avec une résistance puisqu'il y en a un nombre impair). Le point de jonction des filaments de chacune des paires de lampes en série se trouve relié à la prise MBB, ce qui permet, en court-circuitant les prises + BB et — BB (correspondant normalement au + et au — 28 V) d'effectuer le chauffage sous 12 à 14 V (il est inutile de dépasser 12 V) entre les prises court-circuitées BB et la prisse MBB. Nous avons figuré une connexion entre MBB et 5 (prise de terre correspondant à la masse et à l'arrivée du — HT, mais elle n'est nécessaire que si l'une des extrémités de l'enroulement de chauffage n'est pas déjà à la masse.

Brancher entre les prises FH_1 et FH_2 le primaire du transfo de modulation du haut-parleur. L'impédance entre ces prises est de 600 Ω, mais un transfo courant d'impédance 2 000 Ω donne un résultat très acceptable.

La prise Epf correspond à l'arrivée d'une tension de blocage du récepteur lors de la mise en service de l'émetteur. Il n'y a pas à en tenir compte. Nous avons cependant figuré en pointillé une connexion la reliant à la masse. Cela accroit légèrement la sensibilité mais n'est nullement nécessaire, aussi vaut-il mieux l'omettre.

De nombreux lecteurs nous écrivent pour nous demander le schéma d'une alimentation destinée à des récepteurs surplus chauffés sous 12 V, le voici (fig. 4). Il suffit de se procurer un transformateur standard à deux enroulements de chauffage 6,3 V prévu pour redressement par valve genre 6 × 4 et de mettre les deux enroulements en série (en recherchant le sens de branchement dans lequel les tensions s'ajoutent au lieu de se retrancher). La loi d'ohm permet de déterminer la valeur de la résistance chutrice R. Dans le cas présent, l'appareil requiert une haute ten-

sion de 200 à 210 V sous 40 millis. Supposons que le transfo délivre avant filtrage 280 V. Il faudra donc la chuter de 80 V.

La loi d'ohm ($R = \frac{E}{I}$) nous indique que la résistance doit faire $\frac{80}{0,04} = 2\,000\ \Omega$.

Si, comme nous l'avons figuré, on emploie une self de filtrage, il faut déduire la résistance de cette dernière de la valeur de la résistance chutrice. En pratique, lorsqu'il s'agit d'un débit assez faible, il est inutile de prévoir une self de filtrage. La résistance chutrice suffit.

La formule $P = EI$ donnera le wattage de la résistance. Dans le cas considéré, il sera de $80 \times 0,04$, c'est-à-dire 3,2 W. Il faudra donc que la résistance ait au minimum une dissipation de 4 W mais il y a intérêt à prévoir très largement la dissipation pour réduire l'échauffement.

L'émetteur Fug-10 OC (3 300 - 6 600 kHz

Compagnon du récepteur Fug-10 couvrant la même gamme que nous avons précédemment décrit, cet émetteur a une présentation sensiblement identique (coffret en tôle gris bleuté de mêmes dimensions). Cependant, le cadran, pareil à celui du récepteur, se trouve entièrement au centre du panneau avant : la fenêtre de lecture des fréquences étant en haut, le disque avec dispositif de blocage de quatre fréquences préréglées, au centre, et le gros bouton de commande, en bas. La commande de vernier facilitant le réglage sur la fréquence exacte du correspondant se trouve en haut et à gauche du panneau avant et les lucarnes d'affichage des fréquences préréglées, en haut et à droite. Un fichier de contrôle des tensions se trouve, également à droite, au-dessous de ce dernier.

Il s'agit d'un émetteur à deux étages : un maître oscillateur RL12P35 suivi d'un ampli de puissance équipé de deux RL12P 35 *en parallèle* (fig. 3).

L'appareil se compose de deux châssis en fonte d'aluminium s'emboîtant l'un dans l'autre et unis par des vis repérées par de la peinture rouge. Le châssis solidaire du panneau avant contient les circuits oscillants et l'autre, les trois RL12P35.

Un ensemble de 13 broches, mâles et femelles (a, b, c, d, e, f, g, h, i, k, l, m, n) assure les liaisons électriques entre les deux châssis. Grâce à ce mode de construction tous les éléments sont facilement accessibles et les réparations ou modifications sont aisées.

L'émetteur comporte uniquement les étages « pilote » et « PA ». Tous les autres organes nécessaires à la manipulation, au contrôle de l'émission à la modulation téléphonique et à l'accord de l'antenne se trouvaient dans des appareils accessoires.

La particularité la plus remarquable de cet émetteur, par ailleurs de conception tout à fait classique, est *qu'il ne comporte aucun condensateur variable d'accord. Les circuits oscillants du pilote et du PA sont des variomètres* dont les enroulements sont imprimés dans des mandrins de stéatite.

La réalisation mécanique de ces variomètres dont la rotation est commandée par le cadran (commande unique du pilote et du PA) est impeccable. La précision de l'étalonnage est de 6 KHz sur tous les points de la gamme. La fréquence de référence pour le contrôle de l'étalonnage est 6 600 KHz. Pour corriger un défaut d'étalonnage (pouvant résulter, par exemple, du remplacement de la lampe pilote), un trimmer, qu'on peut atteindre avec un tournevis en ouvrant un volet rotatif placé sur la face supérieure de l'appareil, a été prévu.

Avant d'examiner le fonctionnement de l'appareil, précisons qu'il était prévu pour être modulé dans la grille de commande du PA ou manipulé par blocage de grille.

Ceci nous amène à parler de sa prise multiple d'alimentation à 10 broches, située à l'arrière du coffret. Deux de ces broches (celle au centre de la rangée supérieure et celle à l'extrémité droite de la rangée inférieure) sont inutilisées. Les correspondances des autres sont indiquées par des inscriptions gravées dans la bakélite à côté de chacune. « Ant » est la prise d'antenne ; « E », reliée à la masse, sert de prise de terre ainsi que de point d'arrivée du négatif des hautes tensions ; « + AS » est l'arrivée de la haute tension appliquée sur les plaques, tandis que « + SC » est celle de la haute tension intermédiaire alimentant les écrans. « + BB » et « — BB » sont les prises de chauffage 28 V. Notez qu'il n'existe pas de prise « MBB » correspondant au point milieu du circuit filaments et permettant de chauffer l'appareil sous 12 V. Donc, pour utiliser l'émetteur avec un enroulement de chauffage 12 V, la première chose à faire est de câbler les filaments en parallèle au lieu de série-parallèle. Cette opération éliminera les résistances W_7, W_{11} et W_{12}.

La présence des prises « G_1 » et « G_2 » s'explique par le fait des systèmes de manipulation et de modulation utilisés. Remarquez que W_8, la résistance de fuite de grille de commande de Rö 1 est « en l'air » puisqu'elle aboutit à la prise G_1. Il faut donc relier cette prise à la masse, c'est-à-dire à « E » pour que le pilote fonctionne. De même, les grilles de commande de Rö 2 et Rö 3 sont également « en l'air » puisque reliées à travers la self de choc D_3 à la prise G_2. Si l'on veut que les lampes PA fonctionnent en étant polarisées par leur courant grille, il convient de relier « G_2 » à la masse par une résistance de 30 000 Ω (2 W).

Ceci fait, en appliquant les tensions d'alimentation, l'émetteur est en mesure de produire une porteuse non modulée.

La commutatrice prévue pour alimenter l'appareil délivrait les tensions suivantes :

+ 800 V × 150 mA (+ AS).
+ 210 V × 50 mA (+ SG).
et + 280 V (tension de blocage de l'émetteur lorsque le manipulateur était levé). Cette dernière tension n'est pas indispensable car tous les autres systèmes de manipulation et de modulation sont applicables à l'appareil.

Voyons maintenant plus en détails le fonctionnement.

Les oscillations HF sont produites par le tube Rö 1, monté en Hartley à diviseur de tension capacitif. Le circuit oscillant L_1 (C_3 - C_4) est reliée au tube par les condensateurs C_3 et C_4. Pour réduire l'influence des variations de température, le condensateur C_3 est réalisé par la réunion de plusieurs condensateurs ayant des coefficients différents de variation en fonction de l'échauffement.

Par l'intermédiaire du condensateur C_4, l'énergie réactive nécessaire à l'entretien des oscillations est appliquée à la grille du tube pilote. Le conducteur C_3 isole le circuit oscillant de la haute tension du circuit anodique. Cette dernière est appliquée en parallèle par l'intermédiaire de la self de choc D_1.

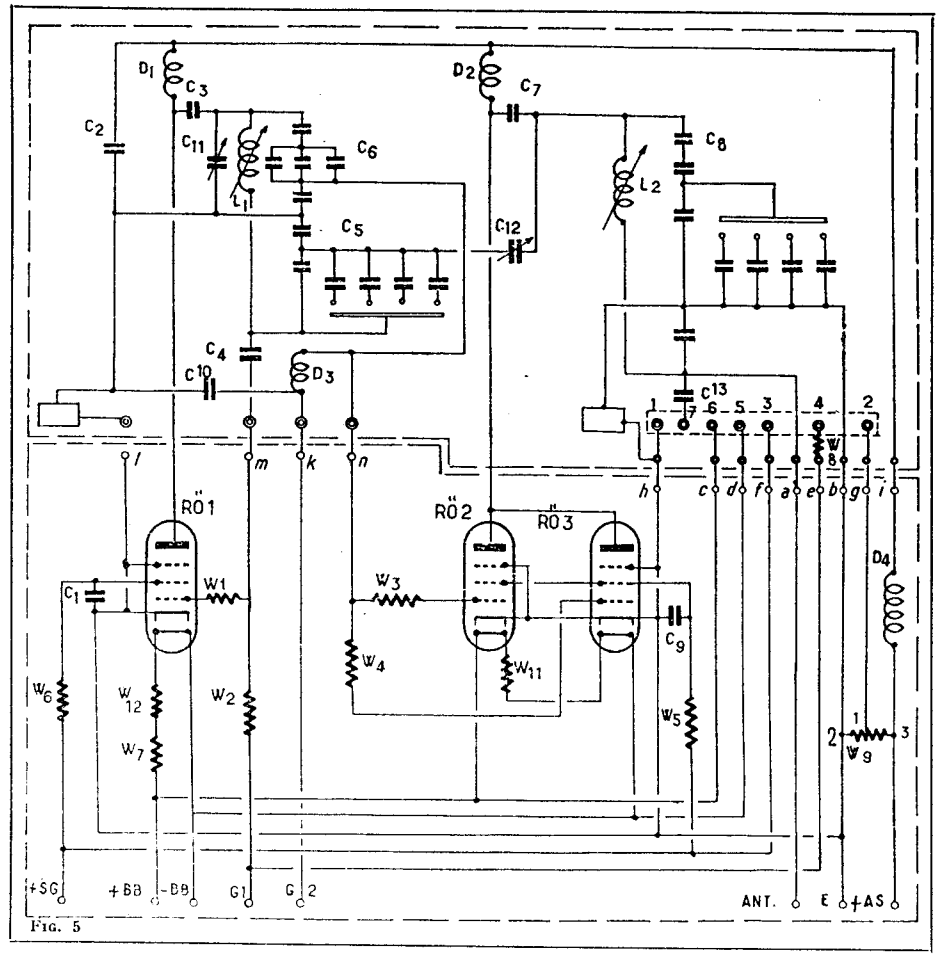


Fig. 5

modulateur et accessoires du FUG-10

Ainsi que nous l'avons mentionné dans notre précédent article, les émetteurs FuG-10 ondes courtes ont été prévus pour fonctionner aussi bien en téléphonie qu'en télégraphie. Parmi les accessoires des récepteurs et émetteurs figure donc un amplificateur de modulation sur lequel il est bon d'avoir quelques lumières — même si on ne le possède pas — car cela permet de mieux comprendre le fonctionnement d'origine de l'émetteur en vue d'éventuelles transformations.

En raison de son caractère particulièrement économique, c'est le système de modulation dans la grille du PA de l'émetteur qui a été adopté. Cela a permis de réduire l'amplificateur de modulation au strict minimum : une amplificatrice de tension RV 12 P 2 000 attaquant un étage de puissance — si l'on peut dire — constitué par deux autres RV12P2000 en parallèle (fig. 1). Ce système économique, il faut le rappeler, ne permet pas de tirer le rendement maximum de l'appareil et les amateurs n'en envisageant pas l'emploi « en mobile » auront tout intérêt à adopter une modulation plaque et écran, au prix d'un modulateur beaucoup plus conséquent. La modulation grille d'origine n'est cependant pas à dédaigner, cet ensemble ayant fait ses preuves à bord des avions.

Le modulateur se présente sous l'aspect d'un coffret métallique séparé. Il se compose d'un châssis en fonte d'aluminium recouvert d'un capot amovible. Quatre vis à desserrer sur la face avant, et le capot s'en va, permettant un accès facile aux différents organes du montage et aux tubes.

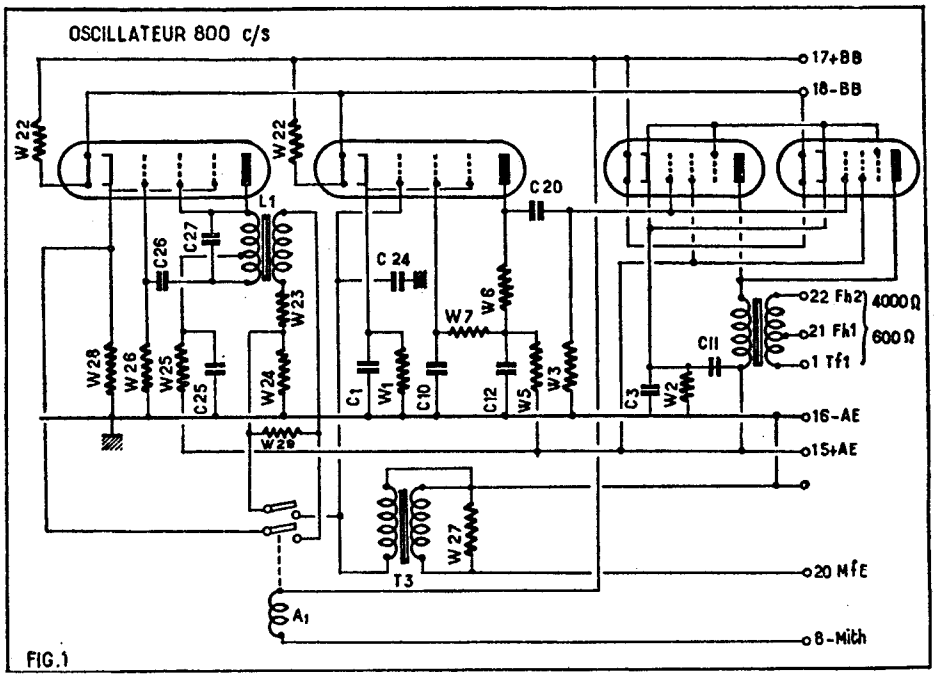


FIG. 1

le FUG-10 reconditionné

La tension écran arrive par la résistance W_6 découplée par le condensateur C_1.

Les oscillations de l'étage pilote sont appliquées par couplage capacitif, au moyen d'une prise du condensateur fractionné C_8 - C_9, aux grilles de commande des lampes PA. Ces deux tubes produisent eux-mêmes leur polarisation négative de grille par la chute de tension produite par leur courant grille à travers la résistance de 30 000 Ω que nous avons ajoutée entre « G_2 » et la masse. La self de choc D_3 empêche la dérivation à la masse des courants HF produits par le pilote.

La tension anodique est appliquée en parallèle aux tubes Rö 2 et Rö 3, à travers la résistance W_6, découplée par C_9.

Comme *l'étage amplificateur fonctionne sur la même fréquence que le pilote*, il est neutrodyne. Le neutrodynage est réalisé par le condensateur C_{12}, dont l'accord est fait une fois pour toutes, au moment de l'alignement, et ne doit plus être retouché par la suite.

De la prise « Ant », les signaux étaient envoyés par câble coaxial à une boîte de commande émission d'où ils étaient transmis à une boîte d'accord-antenne. L'accord de l'aérien s'effectuait dans cette dernière boîte au moyen d'un troisième variomètre (commandé à distance). L'accord de l'antenne pouvait être contrôlé par la déviation maximum de l'appareil de mesures se trouvant sur la boîte de commande émission.

Ces derniers renseignements ne sont donnés qu'à titre documentaire car le montage de base de cet émetteur est un véritable « Meccano » permettant à chaque amateur de l'assaisonner à la sauce qui lui convient.

A la partie supérieure droite du châssis vertical, se trouve une quatrième RV12P 2 000 montée en oscillateur 80 à 800 c/s. Pour effectuer le contrôle de la manipulation de l'émetteur (en télégraphie), cet oscillateur est débloqué au rythme de la manipulation musicale dans l'entrée de l'ampli.

L'oscillateur BF est normalement bloqué par la résistance de cathode W_{28}, lorsque le relais « A_1 » est ouvert. La bobine de ce relais est connectée en parallèle sur le manipulateur. Quand ce dernier est abaissé, le relais est excité et un de ses contacts court-circuit W_{28}. L'oscillateur étant débloqué, une tension alternative de 800 c/s apparaît aux bornes du diviseur de tension W_{23}-W_{24} qui charge le secondaire de la self L_1. Une fraction ajustable de cette tension est appliquée à la grille de la préamplificatrice du modulateur par l'intermédiaire d'un second contact du relais « A_1 ». Le montage oscillateur BF, utilisant une RV12P 2 000 montée en triode, est un Hartley.

L'amplificateur de modulation reste constamment en service. Une commutation effectuée sur un autre accessoire, la « boîte de commande réception », relie, en émission, le casque du radio de bord à la sortie (21-22) du transformateur de modulation, à travers des condensateurs d'isolement.

L'opérateur peut ainsi constamment suivre ce qu'il émet, que ce soit en télégraphie ou en téléphonie.

La bande passante de l'ampli de modulation a été volontairement réduite (300 à 3 000 c/s) pour la faciliter la compréhensibilité de la parole. Sa puissance de sortie, de 225 mW pour une excitation à l'entrée de 3 mV, suffit à moduler le PA, délivrant une puissance-antenne de 18 W en téléphonie. En télégraphie, la puissance-antenne est de 35 W environ.

Le microphone se branche aux prises 20 (MfE) et 16 (— AE). Cette dernière prise, qui correspond à la masse, est également le point d'arrivée du négatif de la haute tension (210 V), le positif HT arrivant à la broche 15 (+ AE). La basse tension de 24 à 28 V arrive aux prises + et — BB. Enfin, la prise 8 (— Mith) doit être reliée à la masse si l'on veut faire entrer en service l'oscillateur BF. Cela, bien entendu, si l'alimentation basse tension se fait en courant continu 28 V, sinon le relais ne pourrait pas fonctionner et il faudrait prévoir un autre système de commutation. C'est là le seul inconvénient, pas bien sérieux, rencontré si l'on veut alimenter l'appareil sous une tension de chauffage de 12 V (continu ou alternatif), plus facile à se procurer que celle de 24 à 28 V. Dans ce cas, il faudra, naturellement modifier le câblage du circuit de chauffage des deux lampes finales, de façon que leurs filaments

Le microphone prévu pour attaquer le transfo d'entrée T_3 est, non pas un modèle à charbon comme on aurait pu le supposer, mais *un micro électromagnétique d'impédance* 75 Ω.

soient alimentés en parallèle, et non plus en série, et court circuiter les résistances chutrices W_{28} se trouvant dans les circuits filaments de la lampe oscillatrice et de la préamplificatrice. Ne pas oublier de mettre la broche — BB à la masse si l'on se sert d'un câble d'alimentation à trois conducteurs, dont un commun au négatif de la haute tension et à l'un des pôles du chauffage. Faute de cette précaution, si on branchait ce conducteur commun à la broche 18, l'ampli serait alimenté en basse tension, mais non en haute tension, ou en effectuant le branchement à la broche 16, il y aurait bien alimentation haute tension mais pas de chauffage.

L'impédance du transfo de sortie a été ramenée à 600 Ω ; toutefois, l'ancienne impédance de 4 000 Ω est encore utilisable, une prise étant prévue à cet effet sur le transformateur.

L'attaque de l'émetteur par le modulateur se fait de la façon suivante : l'une des sorties secondaires de T_4 est reliée, à travers une résistance, à la prise G_2 de l'émetteur, c'est-à-dire aux grilles de commande des lampes PA ; l'autre sortie secondaire de T_3 reçoit une tension de polarisation négative convenable pour assurer le fonctionnement correct de l'émetteur en modulation grille.

Il n'entre pas dans nos intentions d'en donner des descriptions aussi détaillées que pour les récepteurs et émetteurs. En effet, leur utilisation n'est possible que si l'on alimente l'ensemble sur accumulateur 28 V (du fait notamment des nombreux relais qu'ils comportent). Or, la plupart des amateurs préféreront évidemment alimenter l'ensemble sur le secteur. De plus, même si certains optaient pour l'alimentation d'origine, il leur faudrait nécessairement se procurer tous les accessoires prévus pour aller ensemble, ce qui serait extrêmement difficile. Une vue d'ensemble sur ces accessoires est néanmoins fort utile pour la compréhension du fonctionnement des appareils. Ces accessoires, si nous laissons de côté les dynamotors d'alimentation, peuvent se répartir en deux catégories : 1° ceux servant à l'accord de l'aérien ; 2° les organes de commande.

1° Accord de l'aérien

Deux sortes d'antennes étaient utilisées sur les avions équipés du FuG-10 : une antenne fixe et une antenne pendante. Une commutation permettait d'utiliser au choix l'une ou l'autre. L'antenne pendante, pouvant atteindre 70 m de long entièrement débobinée était naturellement la plus longue et celle donnant le rendement optimum — surtout sur ondes moyennes. Elle était donc à utiliser de préférence chaque fois que possible. Un rouet automatique, alimenté par la batterie de bord, assurait le débobinage et le rembobinage de l'antenne. Le dévidage des 70 m avait lieu sur ondes moyennes, alors qu'il était automatiquement limité à 13 m en ondes courtes.

Chacun de ces deux aériens aboutissait à une « boîte d'accord antenne » en permettant la syntonisation sur la fréquence de l'émission et en assurant automatiquement la commutation par un relais sous vide, soit sur émission, soit sur réception.

Nous tenons à attirer tout particulièrement l'attention de nos lecteurs sur le fait que la sortie « antenne » de bon nombre d'émetteurs surplus n'était pas prévue pour attaquer directement l'aérien et qu'une boîte d'adaptation devait être insérée entre ce dernier et la sortie en question. Il ne faut pas chercher plus loin la cause de certains échecs dont nous ont fait part quelques-uns de nos lecteurs, nous écrivant en substance : l'émetteur fonctionne correctement, mais l'antenne, pourtant taillée pour la fréquence d'émission, ne « pompe » pas et la puissance rayonnée est infime.

Nous ne ferons pas ici la théorie des divers systèmes de couplage et d'adaptation d'antennes — filtres Collins, Jones, etc. — que nos lecteurs trouveront dans tous les ouvrages sérieux traitant de l'émission d'amateur. Signalons cependant un système très simple donnant toujours d'excellents résultats avec des aériens unifilaires. Il consiste à réaliser un circuit accordé, identique à celui du PA de l'émetteur, et à le coupler par « link » et ligne à basse impédance à ce dernier. En « piquant » ensuite le fil d'antenne sur les diverses spires de la self de ce circuit extérieur à l'émetteur, on détermine expérimentalement la prise qui assure le rendement optimum.

Pour en revenir au FuG-10, tous les réglages de chacune des boîtes d'accord antenne sont commandés à distance par « la boîte de commande émission ».

2° Les organes de commande

Ils sont au nombre de trois : la « boîte de commande émission », la « boîte de commande de réception » et la « boîte interrupteur graphie-phonie ».

La *boîte de commande émission* est le cœur de l'ensemble, car elle contient les commandes les plus importantes pour l'exploitation de l'installation. Il s'agit des organes permettant le choix de l'ensemble ondes courtes ou de l'ensemble ondes moyennes, le choix de l'antenne (pendante ou fixe) et l'accord de la boîte d'accord antenne correspondante. Elle comporte un indicateur d'accord — analogue à celui du FuG-16 — servant à contrôler le courant antenne.

Un bouton « test » sert à faire fonctionner l'appareil à puissance réduite pendant le dégrossissage de l'accord de l'antenne à l'émission de façon à ne pas risquer de compromettre la vie des tubes du PA.

C'est enfin dans la boîte de commande émission — à laquelle est branché le manipulateur — que se trouvent les relais de manipulation. Lorsqu'on appuie sur le manipulateur, ces derniers entrent en jeu et effectuent notamment les commutations suivantes :

— branchement automatique de l'antenne au circuit d'antenne émission ;

— branchement automatique de l'antenne au récepteur lorsque les interruptions de manipulation dépassent 4/10 de seconde (break in) ;

— isolement de la sortie du récepteur des prises de casque de l'installation pendant l'émission ;

— réduction, pendant l'émission, de la sensibilité du récepteur ;

— manipulation de l'émetteur choisi.

La *boîte de commande réception* comporte tous les organes nécessaires à l'écoute des récepteurs et à la modulation des émetteurs. En dehors des divers commutateurs « arrêt-marche » de ces divers appareils, elle comporte un volume contrôle de la puissance d'audition appliquée au téléphone de bord. Il s'agit, non d'un potentiomètre, mais d'un commutateur à trois positions donnant un affaiblissement d'environ 6 dB par plot. Ceux de nos lecteurs qui ont déjà essayé un récepteur FuG-10 ont en effet pu constater que sur les réceptions puissantes — et elles le sont pour la plupart car la sensibilité de ces appareils est considérable — le contrôle de sensibilité du récepteur est insuffisant. D'où la nécessité d'un volume-contrôle accessoire.

Etant donné que la plupart des possesseurs d'un récepteur FuG-10 ne disposeront pas d'une boîte de commande réception, nous leur conseillons de monter sur leur appareil un potentiomètre volume contrôle BF selon le montage classique sur les récepteurs de radiodiffusion. Ce pourra être par exemple un potentiomètre de quelques 500 000 Ω remplaçant la résistance de fuite de grille des lampes de puissance Rö 8 et Rö 9. Il y a largement la place pour ce potentiomètre dans la cuvette du panneau avant. Mais ne pas oublier de blinder énergiquement les deux connexions « chaudes ».

Dernier des accessoires et de loin le moins encombrant et le moins compliqué : la « boîte de commande graphie-phonie » (A_1-A_8). C'est en réalité un simple commutateur assurant notamment la polarisation des grilles PA de l'émetteur convenant au régime téléphonique ou télégraphique. La boîte comporte, en outre, les organes nécessaires au contrôle d'écoute de l'émission en téléphonie (monitoring).

Sur la position « A_1 », l'inverseur n'apporte aucune modification au branchement de l'émetteur.

Sur la position « A_8 », les grilles des tubes PA de l'émetteur (prise G_2) reçoivent la tension de polarisation nécessaie à la modulation grille, à partir d'un diviseur de tension monté dans la boîte.

Nous ne saurons trop engager nos lecteurs à étudier très attentivement ce qui précède, même s'ils ne possèdent pas de FuG-10 et n'ont pas l'intention d'en faire l'acquisition. En effet, les Allemands avaient poussé très loin la standardisation de leurs appareils militaires, de sorte les renseignements concernants un certain type sont aussi valables pour pas mal d'autres. La similitude est frappante, par exemple entre le FuG-10 et le FuG-16 et les possesseurs de ce dernier type d'appareil trouveront dans ce qui précède d'utiles renseignements.

Réimpression :

Les Sélections de RADIO-PLANS

N° 3

INSTALLATION DES TÉLÉVISEURS

par G. BLAISE

Choix du Téléviseur - Mesure du champ - Installation de l'antenne - Les échos - Les parasites - Caractéristiques des antennes - Atténuateurs - Distributeurs pour antennes collectives - Tubes cathodiques et leur remplacement. **52 pages, format 16,5 x 21,5, 30 illustrations.**

Prix ..... F 3,50

En vente dans toutes les bonnes librairies. Vous pouvez le commander à votre marchand de journaux habituel qui vous le procurera, ou à RADIO-PLANS, 43, rue de Dunkerque, PARIS (10e), par versement au C.C.P. Paris 259-10. Envoi franco

le récepteur

FUG-10

ondes moyennes

Alors que le Fug-10 OC est équipé de onze lampes, le Fug-10 OM n'en comporte que huit, à savoir : une HF, une mélangeuse, une oscillatrice, deux MF, une détectrice, une BFO, une BF. La gamme couverte s'étend de 300 à 600 KHz et la moyenne fréquence est accordée sur 140 KHz. La sélectivité est sensationnelle : identique à celle du BC-453, la bande passante étant de 6 KHz pour une atténuation de 60 décibels.

Comparable au BC-453, le Fug-10 OM lui est même supérieur à certains points de vue, bien que, dans l'ensemble, l'appareil américain reste préférable.

Appareil conçu uniquement pour la réception de la télégraphie non modulée — mais, empressons-nous de le dire, parfaitement adaptable à celle de la téléphonie — le Fug-10 OC possède un BFO perfectionné très supérieur à celui du BC-453. Son cadran porte une graduation tous les kilohertz et, grâce au verre grossissant qui le recouvre, on peut avoir une précision de lecture à quelques dizaines de hertz près. La précision d'étalonnage est de 450 KHz en tous points de la gamme et la fréquence de référence pour le contrôle de l'étalonnage, 600 KHz.

Il est possible, signalons-le au passage, de placer sous le capot recouvrant le cadran une petite ampoule d'éclairage facilitant sérieusement les réglages et augmentant l'attrait de l'appareil (cela vaut également pour le modèle Fug-10 OC).

Récepteur uniquement conçu pour la réception au casque de la télégraphie, le Fug-10 OM laisse assez à désirer du côté de la basse fréquence, réduite à une seule RV 12 P 2 000 montée en triode (alors que sur le modèle OC à 11 lampes il y en a deux montées en parallèle), et cela sans préamplification. La puissance de sortie est d'environ 150 mW, ce qui serait acceptable pour un poste de trafic si cette faible puissance était compensée par une bonne qualité de reproduction. Malheureusement, cette dernière ne semble pas avoir été recherchée, bien au contraire, ce qui se conçoit aisément puisqu'il ne s'agissait que de recevoir des signaux télégraphiques. Le transformateur de sortie, *dont l'impédance d'utilisation est de* 600 Ω, favorise les fréquences aux alentours des 1 000 périodes, c'est-à-dire celles des notes télégraphiques, et coupe dans une large mesure les autres. Le résultat est que la parole est fortement déformée, au point d'en devenir à peu près inintelligible. Le remède est simple : remplacer le transfo de sortie par un transfo de modulation de haut-parleur pour poste tous-courants. On peut également remplacer la lampe de sortie Rö 7 par un tube miniature ou noval convenant mieux que la RV12 P 2 000 à l'amplification BF, ou bien, comme nous l'avons fait pour nos premiers essais, retirer Rö 7 de son support et relier à un ampli BF extérieur le clip de son support aboutissant normalement à son téton de grille de commande (utiliser dans ce cas un fil blindé dont la gaine sera connectée à la fois à la masse du récepteur et à celle de l'ampli).

Une fois effectuée la modification de l'ampli BF, on peut constater que l'appareil, en dépit de sa bande passante MF très réduite, donne une musicalité acceptable et une bonne intelligibilité de la parole.

Avant d'aborder l'étude du schéma de ce récepteur, donnons encore quelques précisions sur ses performances, avant toute transformation.

Pour ce qui est de la sensibilité, disons que si l'on injecte sur la prise d'antenne un signal de 4 μV en ondes modulées à 50 % en 1 000 périodes, on recueille à la sortie 25 mW.

Le rapport signal/bruit de fond est de 10 dB et la réjection des fréquences-images est de plus de 50 dB pour une puissance de sortie de 25 mW.

Grâce à l'emploi des RV12 P 2 000, la consommation de l'appareil est extrêmement réduite : 16 mA pour la haute tension de 210 V et 300 mA pour la basse tension de 29 V.

La correspondance des broches de la prise multiple d'alimentation et d'arrivée d'antenne est la même que pour le Fug-10 OC. Rappelons brièvement la correspondance des broches et les branchements.

« Ant. » : arrivée d'antenne.

« E » : terre et masse.

« + AE » : + 210 V.

« FH_1 » et « FH_2 » : prises de casque, correspondant à celles du panneau avant (noter qu'aucune de ces prises n'est reliée à la masse).

« Epf » : arrivée de la tension de blocage du récepteur (280 V) lorsque l'émetteur est mis en service. En pratique, cette prise doit être reliée à la masse (prise « E »).

Dans le cas de l'utilisation d'une tension de chauffage de 24 à 29 V, la prise « MBB » doit être laissée non connectée, la basse tension étant appliquée entre + BB et — BB. Le circuit de chauffage n'est en aucun point relié à la masse de l'appareil. Donc si l'on utilise une alimentation secteur à sortie trois fils dont l'un est commun à l'un des pôles du chauffage et au négatif de la haute tension, il convient de mettre l'une des prises « BB » à la masse (prise « E »).

Avec une source basse tension de 12 à 14,5 V, le chauffage doit être appliqué entre « MBB » et les prises « + BB » et « — BB », ces deux dernières étant court-circuitées. Relier en outre « MBB » à « E ».

En examinant le schéma (fig. 1) à partir de l'arrivée d'antenne, on notera tout d'abord la présence du circuit — bouchon (L_6-C_3) accordé sur la moyenne fréquence (140 KHz) afin d'éviter toute réception en direct sur cette dernière. Le couplage de l'antenne au circuit d'accord (L_2-C_1) s'effectue à basse impédance par prise sur la self L_1 (couplage Oudin). C_1, C_8 et C_{15} sont les trois condensateurs variables en ligne.

De la plaque de la lampe Rö 1, la HF amplifiée est transmise au circuit L_8-C_9-C_{11} accordé également sur la fréquence à recevoir, puis appliquée sur la grille de la mélangeuse Rö 3 par l'intermédiaire du condensateur C_{10}.

L'oscillateur local est du type à réaction inductive, l'accord se faisant dans le circuit plaque (L_3-C_{16}-C_{32}) de la lampe oscillatrice Rö 2. C_{22} est le padding permettant d'obtenir l'alignement. L'injection de l'oscillation locale se fait sur la grille de commande de la mélangeuse par les condensateurs en série C_{24} et C_4.

L'amplificateur MF à deux étages (Rö 4 et Rö 5) n'appelle pas grand commentaire. Remarquez simplement que la commande de la sensibilité du récepteur s'effectue par le potentiomètre W_{36} agissant sur la tension écran commune à la lampe HF Rö 1 et à la première MF Rö 4. D'autre part, alors que les deux premiers transfos MF, BF_1 et BF_2 sont des filtres de bande ordinaires le circuit anodique de la seconde lampe MF est chargé par une simple self (L_4) accordée par le condensateur C_{14}. De la plaque de Rö 5, la MF amplifiée est transmise par le condensateur C_{35} sur la grille de la détectrice Rö 6. *Il s'agit d'une détection par caractéristique plaque* et cela constitue l'une des particularités de l'appareil. C'est en effet, pour une bonne part, grâce à ce type de détection n'amortissant pas le dernier circuit accordé MF qu'a pu

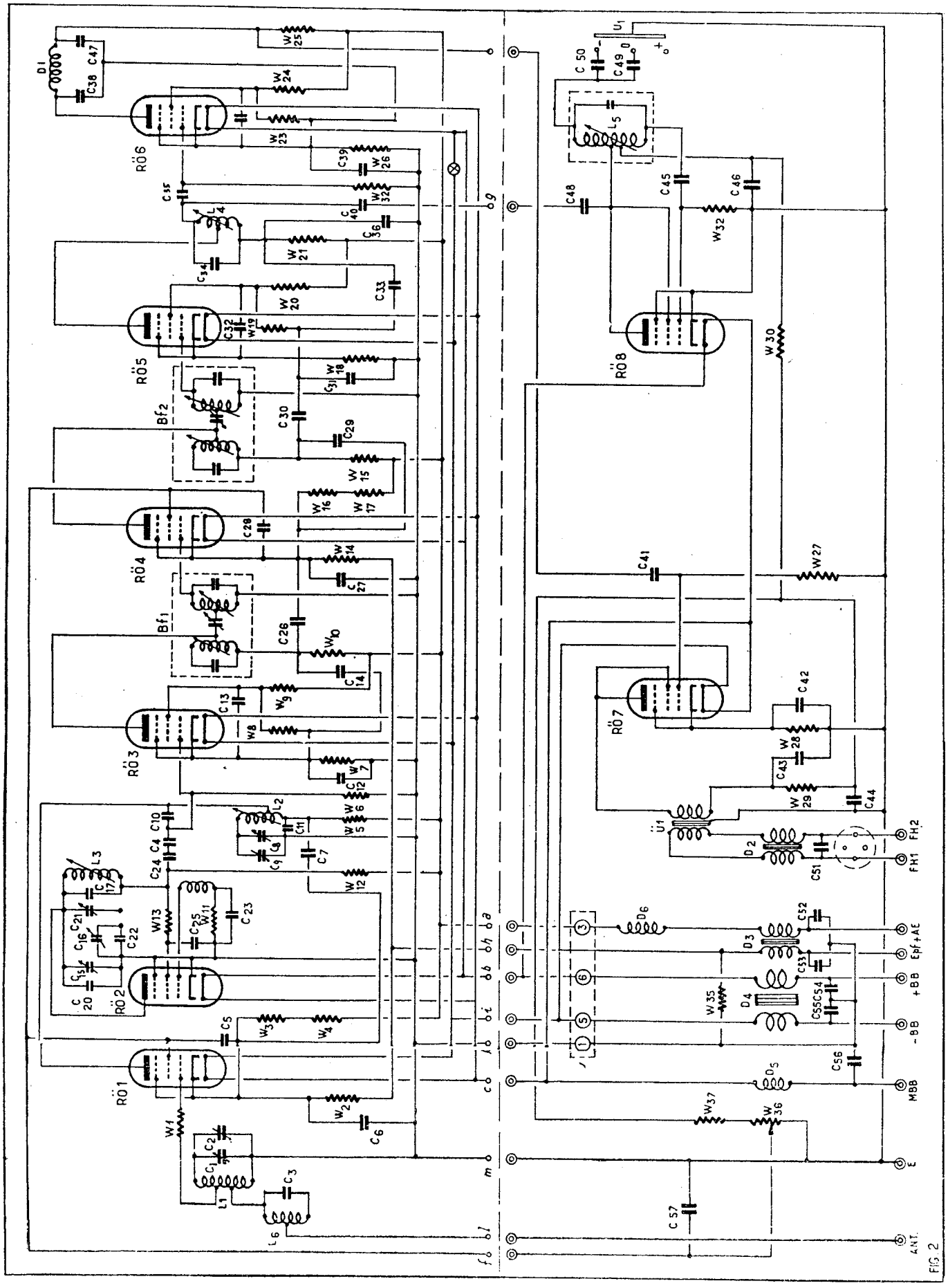

RÖ1
RÖ2
RÖ3
RÖ4
RÖ5
RÖ6
RÖ7
RÖ8
Bf1
Bf2
Ü1
D1
D2
D3
D4
D5
D6
U1
L1
L2
L3
L4
L5
L6
FH1
FH2
Epf+AE
+BB
-BB
MBB
ANT.

FIG 2

être obtenue avec une moyenne fréquence de 140 KHz une sélectivité identique à celle donnée par l'ampli MF, portant sur 85 KHz, du BC-453.

Pour la réception de la télégraphie non modulée, un oscillateur de battement (BFO) applique à l'étage détecteur une fréquence auxiliaire qui, mélangée avec la MF donne une fréquence audible d'environ 1 000 périodes-seconde.

Le BFO, équipé du tube Rö 8 est monté en oscillateur Hartley. *Nous attirons l'attention de nos lecteurs sur le fait qu'il fonctionne en permanence.* Il n'y a donc pas à s'inquiéter si à l'essai du récepteur on ne reçoit que des sifflements. Pour pouvoir recevoir la téléphonie, il suffit de retirer la lampe Rö 8 de son support. Ceci, naturellement pour les premiers essais. Par la suite, il conviendra de placer un interrupteur coupant, soit le retour de la cathode de la lampe à la masse, soit l'arrivée de la haute tension à la résistance W_{30}.

Le commutateur de battement à trois positions mérite des explications. Normalement, lorsqu'il est sur la position « O », le condensateur C_{49} étant branché en parallèle sur le circuit oscillant L_{15}, le BFO est à battement nul avec la moyenne fréquence (c'est-à-dire, oscille exactement sur 140 KHz). Il est indispensable de réaliser cette concordance lors de l'alignement du récepteur. Si cette condition est remplie, on peut alors tirer tous les avantages des deux autres positions du commutateur de battement.

Sur la position « + 1 000 cycles », le condensateur C_{49} est débranché et le BFO oscille sur 141 KHz. Sur la position « — 1 000 KHz », un condensateur C_{50}, de valeur plus forte que celle de C_{49} est branché en parallèle sur l'oscillateur dont la fréquence est alors de 139 KHz. Dans les deux cas, la note télégraphique est identique, mais ces deux possibilités de réglage permettent l'élimination d'un brouilleur par simple commutation du commutateur de battement.

Le Fug-10 OM est monté sur deux châssis superposés qui peuvent être séparés l'un de l'autre en dévissant quelques vis peintes en rouge. La partie HF, oscillatrice local, MF et détection se trouve sur le châssis supérieur. La partie inférieure renferme la BF et le BFO. Sur le panneau supérieur du récepteur en position normale, on trouve alignées, de l'avant à l'arrière, à droite : Rö 2 (à côté de laquelle se trouve un orifice permettant de retoucher avec un tournevis le trimmer de l'oscillateur local si les graduations du cadran ne correspondent pas exactement avec les fréquences réelles), Rö 3 et Rö 1 ; et à gauche : Rö 4, Rö 5 et Rö 6. Rö 7 est accessible sur le côté droit du châssis inférieur et Rö 8 sur son côté gauche.

— L'instrument de mesure monté sur l'appareil donne des lectures grossièrement inexactes. Ainsi il ne faudra pas chercher à chauffer les tubes sous 1,5 V lus sur cet appareil de mesure, car cela correspondrait effectivement à une tension de 1,7 à 1,8 V. La bonne tension à lire (pour avoir effectivement 1,5 V de chauffage des lampes) est de 1,2 à 1,3 V. M. Holl déclare à ce propos : « J'en profite pour faire une réserve quant au bien fondé de faire marcher cet appareil avec deux accus alcalins en série qui peuvent présenter ainsi une tension atteignant 2,8 V au lieu de celle de 2 V pour laquelle est prévu le circuit de chauffage. ».

— La polarisation est effectivement un problème. Le tube 3D6 alimenté sous 150 V travaille en classe C avec une polarisation de — 20 V. Mais, assure M. Holl, « il est évident que le poste n'est pas prévu pour travailler en classe C. Pour une modulation convenable il doit travailler en classe A et une polarisation de — 9 V semble convenable. La vie des piles de polarisation est paradoxalement très courte sur cet appareil, aussi en suis-je arrivé à supprimer la résistance R_{10A} qui courcircuite la pile. Cette résistance est certainement là pour mettre la grille à la masse en l'absence de polarisation mais peut être supprimée sans dommage. »

— L'interrupteur fixé sur le coffret présentant une grande résistance, il y a intérêt à le changer. Prendre un tumbler double car il coupe également le circuit de polarisation.

— Il y a intérêt à vérifier les tubes 3D6 car ceux que l'on trouve dans les surplus sont mourants, sinon morts.

— La commutation « Net » s'explique comme suit. En position « Net » la tension de chauffage est appliquée au pilote en même temps que son écran est alimenté par une tension de 20 V prise sur le circuit HT du récepteur. Cette basse tension d'écran limite l'oscillation à une valeur très faible, mais l'empêche si le tube est déficient.

Cependant la tension plaque du pilote est toujours prise sur la HT de l'émetteur, ce qui fait que l'oscillateur ne peut pas marcher si aucune tension n'est appliquée à la prise 3. L'alimentation vibreur réalise automatiquement la mise sous tension de l'émetteur même en position réception, pour une connexion dans la partie femelle de la prise à dix contacts.

le WS-58

(*Suite de l'article de la page* 132.)

Le circuit antenne est alors à la résonance. En parlant devant le micro, l'aiguille doit osciller de façon sensible, ce qui montre que le signal est effectivement modulé.

Disons pour terminer quelques mots sur les antennes.

Trois types d'antennes avaient été prévus pour l'appareil :

1. Une antenne fouet à éléments démontables, comprenant seize tiges s'emboîtant les unes dans les autres. Les tiges des éléments sont de quatre diamètres différents (repérés par des marques de couleur) ; il était naturellement possible d'utiliser un plus ou moins grand nombre d'éléments. La longueur recommandée était de 3,60 m, soit un assemblage de 12 éléments (trois de chaque diamètre). Cette antenne, ainsi que les autres types, comportait un embout permettant de l'enfoncer dans le support isolant d'antenne se trouvant sur le panneau arrière du coffret de l'appareil. On remarquera que ce support d'antenne comporte deux orifices disposés à angle droit permettant le branchement de l'antenne dans la position la plus commode en fonction de celle de l'opérateur. Le fonctionnement de l'appareil reste possible en utilisant un nombre plus réduit d'éléments de ce type d'antenne, mais la portée de l'émetteur se trouve alors réduite ;

2. Une antenne télescopique ayant, allongée, une longueur de 2,55 m et se branchant dans le support isolant d'antenne de la même façon que la précédente ;

3. Un simple fil de 7,50 m de long se raccordant à une prise s'insérant dans le support d'antenne.

Selon la notice d'origine, on peut compter sur une portée moyenne de l'émetteur de 8 km avec l'antenne fouet démontable de 3,60 m, de 6 km avec l'antenne télescopique et de 4 km avec l'antenne fouet réduite à une longueur de 1,80 m. Avec un long fil bien dégagé, la portée peut être considérablement accrue.

Toujours le WS-58

La figure 6 représente le schéma rectifié de la partie émission de l'appareil que nous a adressé M. Holl qui en donne l'explication suivante : « La liaison pilote-PA est un montage inversé la grille étant à la masse du point de vue HF par le condensateur C_{8D} et l'injection du signal se faisant entre la cathode et la masse ».

M. Holl nous fait également part de ses remarques suivantes :

— L'oscillateur du pilote fait fort bien office de BFO en position « Net ».

— Sur la position « Sender Drain » on lit le courant de l'émetteur et du modulateur et non du seul PA.

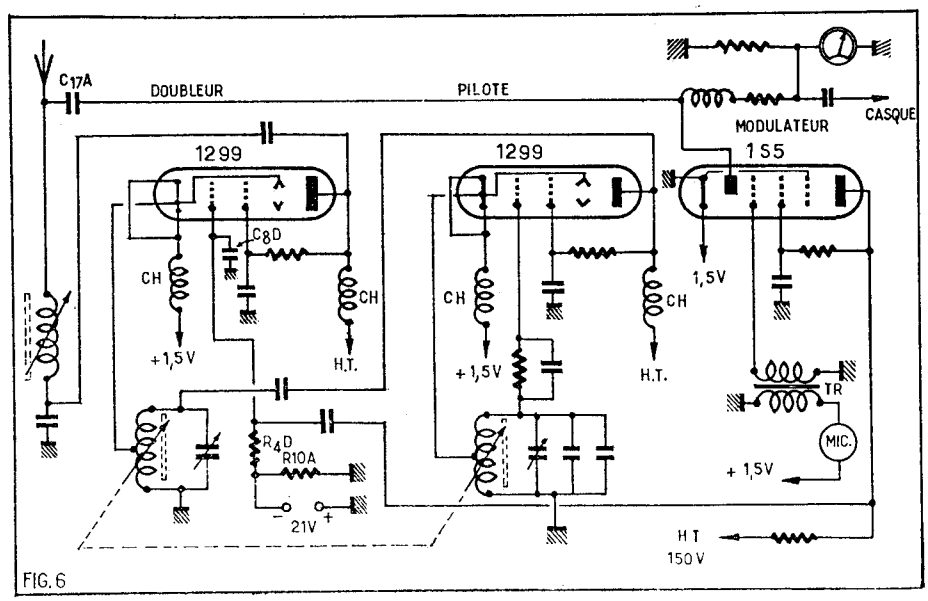
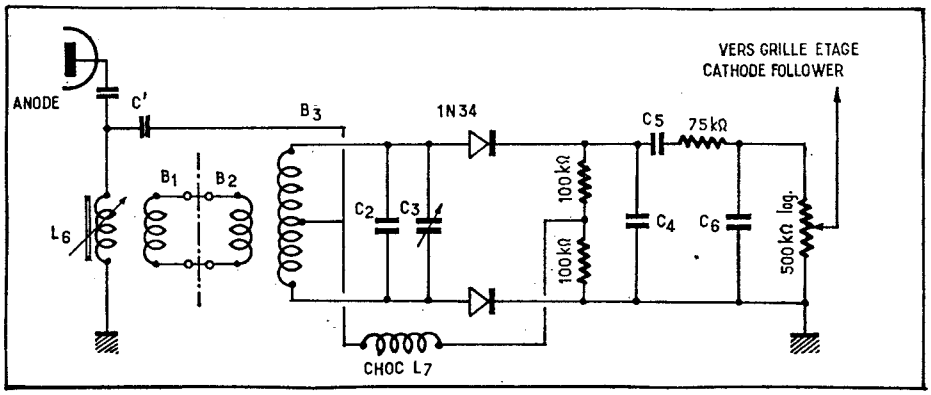


FIG. 6

deux méthodes pour la transformation du R-1355 en récepteur FM

première méthode



A la suite de notre article (p. 116) concernant la possibilité d'utilisation du bloc RF-27 pour recevoir les émissions de radiodiffusion à modulation de fréquence, nous avons reçu de M. Serge Kaiser la très intéressante communication suivante dont nous tenons à faire profiter nos nombreux lecteurs intéressés par cette conversion :

« J'ai réalisé cette transformation il y a quelque temps déjà, nous dit M. Kaiser. Mais en procédant d'une manière différente. Tout d'abord, la partie réceptrice du R-1355 a été entièrement réutilisée, en procédant à quelques modifications :

— Suppression de l'alimentation d'origine, exception faite des selfs de filtrage ;

— Montage d'une autre alimentation avec transfo HT de 250 V × 120 millis avec valve 5Z4 ;

— Montage d'un VR-150 pour alimenter le bloc RF-27 en 150 V stabilisé ;

— Suppression du contacteur ;

— La chaine MF conserve les selfs à large bande accordées sur 8 MHz du R-1355 (ceci en place des transfos MF classiques du schéma de notre article sur les Tuning Units) ;

— Remplacement des résistances R_8 et R_6 par un potentiomètre de 5 000 Ω monté en rhéostat permettant de commander le gain des tubes V_1 et V_2 ;

— Les tubes V_3, V_4 et V_5 sont conservés mais produisent une limitation échelonnée ;

— Tout ce qui touche aux tubes V_6, V_7, V_8 est supprimé et une nouvelle détection est montée. Comme c'est la partie à construire de toutes pièces, je m'étends davantage. Le schéma ci-dessus, plus facile à réaliser qu'un détecteur de rapport classlique, est utilisé. Le tout est monté dans le boîtier contenant la self L_6 et la diode V_6 (qui est supprimée).

L'enroulement B_1 est constitué par 5 spires bobinées sur le mandrin de L_6, du côté froid. La self B_3 est bobinée sur un mandrin de 17 mm de diamètre et comporte 40 spires (avec point milieu).

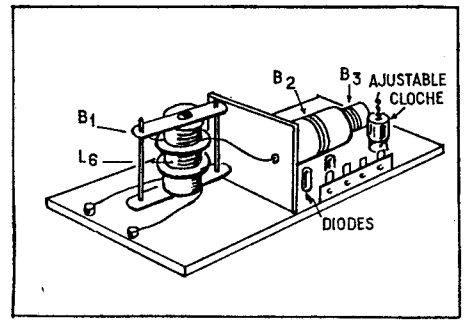
B_3 est montée dans un plan perpendiculaire à L_6 et est séparée de cette self par une cloison métallique, B_2 est réalisée en bobinant 8 spires sur un mandrin de diamètre légèrement supérieur à celui de B_3, ce qui lui permet de coulisser à frottement doux sur B_3 et offre ainsi la possibilité de régler la symétrie du détecteur. Tous ces bobinages utilisent du fil émaillé de 12/100 enrobé de deux couches soie. Ils sont effectués à spires jointives et maintenus en place avec de la paraffine. Les valeurs des autres éléments du montage sont les suivants :

Diodes IN34 ou IN48.
C_1 = 50 pm mica argenté.
C_2 = 20 pF mica argenté.
C_3 = ajustable cloche de 20 pF maximum.
C_4 = 50 pF mica argenté.
C_5 = 10 000 pF.
C_6 = 500 pF céramique.

La sortie de la détection s'effectue sur une VR-65 montée en cathode follower.

Le bloc RF-27 a été modifié de manière à couvrir la bande FM. Il a été nécessaire non seulement de jouer sur les ajustables mais encore de diminuer les selfs de un demi à trois quarts de tour chacune.

A l'écoute, la sensibilité est excellente, la musicalité bonne bien que légèrement sifflante surles « S ». Je compte atténuer

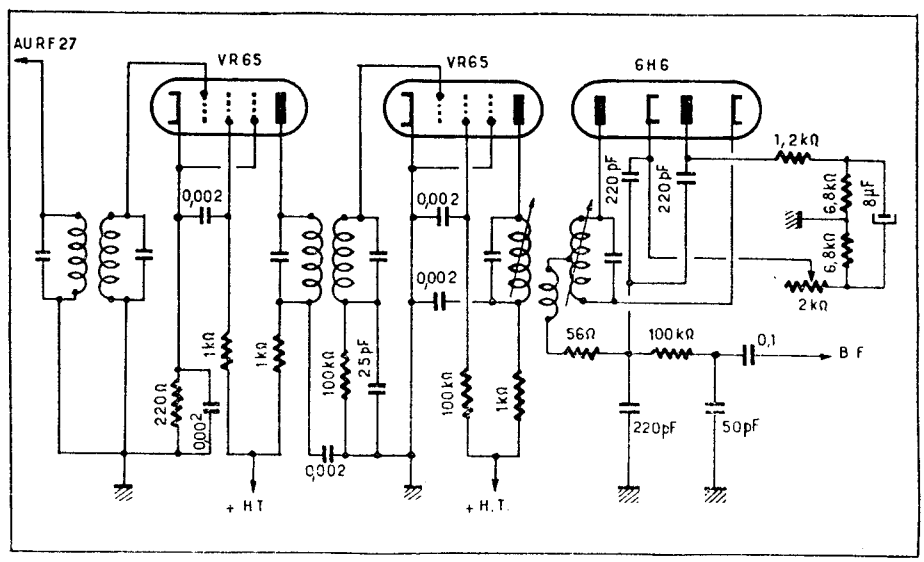


Voici l'aspect du dispositif réalisé.

ce défaut commun à nombre de récepteurs du commerce en augmentant la bande passante et en décalant très légèrement les selfs des étages MF ».

Nos lecteurs auront certainement apprécié tout l'intérêt de ces deux remarquables communications et s'associeront sans nul doute aux très vifs remerciements que nous adressons à leurs auteurs.

deuxième méthode



Réception de la FM avec le RF-27

A la demande de nombreux lecteurs intéressés par la possibilité de recevoir la radiodiffusion à modulation de fréquence avec le RF27, nous publions (ci-dessus) le schéma de l'amplificateur MF, limiteur et détecteur de rapport à adjoindre à ce convertisseur pour en faire un « Tuner

FM » se branchant à la prise pick-up d'un récepteur quelconque ou à l'entrée d'un ampli BF. Les bobinages utilisés sont un jeu standard de MF pour la modulation de fréquence accordées sur 10,7 MHz. Le fait que la sortie du RF27 s'effectue sur 8 MHz environ est sans importance, étant donné que l'unique self accordée sur cette fréquence est considérablement amortie pour permettre une bande passante très large. Les puristes pourront la faire résonner sur une fréquence plus proche de 10,7 MHz en supprimant son noyau magnétique, mais cela n'est pas indispensable. Il faudra naturellement réaligner le RF27 en agissant principalement sur l'ajustable se trouvant sous le châssis, près de la lampe oscillatrice. On pourrait aussi, pour ne pas avoir à effectuer de réalignement du convertisseur, accorder les bobinages MF sur 8 MHz, mais cela implique une plus grande complication.

Pour rester dans le domaine surplus et donner par la même occasion des exemples d'utilisation de la VR65, c'est ce type de lampe que nous avons utilisé. On notera que la seconde MF est montée en limiteuse en utilisant le montage classique de la détection grille, avec une tension écran sensiblement abaissée. Ce montage produit un certain effet de CAV.

Toutes les valeurs étant portées sur le schéma, ce dernier ne demande pas grand commentaire. Il importe de soigner les découplages et blindages, car une simple tendance à l'accrochage réduit considérablement la bande passante et partant la musicalité.

La détectrice de rapport a été marquée 6H6, mais on peut tout aussi bien employer deux diodes surplus EA50. Il est recommandé de shunter les filaments des lampes par de petites capacités (valeur absolument pas critique) et de faire sortir les connexions grille au sommet des deux premiers transfos MF pour en réduire la longueur et obtenir un meilleur isolement des circuits. Bien entendu, ceux de nos lecteurs qui n'auraient pas de VR65 pourraient tout aussi bien utiliser d'autres lampes à forte pente analogues, 6AC7, 1851, etc.

à l'attention des possesseurs de BC 453 - 454 - 455

Ces récepteurs se prêtent particulièrement bien au trafic en poste mobile, ainsi que certains amateurs l'ont déjà découvert. Leurs petits dynamotors s'embrochant sur leur « plage arrière » seraient pour cela bien pratiques s'ils n'étaient pas conçus pour être alimentés par un accumulateur de 24 à 28 V qui ne se trouve pas dans une automobile. Signalons toutefois qu'il existe aux surplus des dynamotors absolument identiques si ce n'est qu'ils sont alimentés sous 12 V : les DY 1-ARR2, qui délivrent également 250 V sous 60 m. Si vous avez une voiture à accumulateur 12 V et un récepteur Command Set, le DY1-ARR2 vaut la peine d'être recherché.

Autres systèmes de réaction sur la MF permettant d'augmenter la sélectivité et la sensibilité de récepteurs surplus déficients.

Dans un article précédent nous avons rappelé, à l'intention de nos jeunes lecteurs n'ayant pas connu la période « héroïque » d'avant-guerre, les intéressantes possibilités offertes par la réaction sur la moyenne fréquence pour améliorer simplement la sélectivité en même temps que la sensibilité de récepteurs déficients à cet égard comme le sont pas mal d'appareils surplus. Le procédé consistant à établir un couplage capacitif entre grille et plaque de la lampe MF, dont nous avons vu l'application aux BC-454 et BC-455, malgré sa simplicité et sa souplesse, présente l'inconvénient, pas bien grave il est vrai, d'apporter un désaccord des circuits MF et de nécessiter leur réalignement. Il est également peu pratique de relier la grille à la plaque par une petite capacité lorsque l'une se trouve au sommet de l'ampoule et l'autre sous le châssis. C'est pourquoi nous vous présentons deux autres montages, tout aussi souples que le précédent, mais présentant l'avantage de n'apporter aucun désaccord des enroulements MF et ne pas nécessiter de liaison grille-plaque.

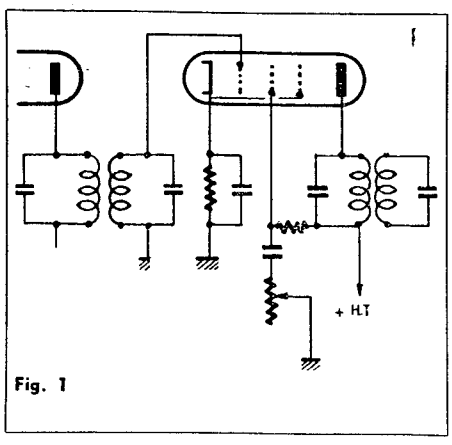


Fig. 1

Le premier de ces montages (fig. 1) consiste en l'introduction d'une réaction cathodique. Entre l'extrémité « froide » du secondaire du transfo MF d'entrée et la masse, on intercale une self d'arrêt. La résistance shuntée de polarisation du circuit cathode de la lampe est déconnectée de la masse et reliée au point X de jonction du secondaire du transfo MF et de la self d'arrêt. Donner à cette dernière la valeur précise convenable pour créer la réaction maintenant la lampe à la limite d'accrochage serait pratiquement impossible. Il y a d'ailleurs intérêt à pouvoir jouer sur le degré de réaction. On contrôle donc le degré de réaction en shuntant la self d'arrêt par une résistance variable. La valeur de ce potentiomètre ainsi que celle de la self d'arrêt n'ont absolument rien de critique. Dans la plupart des cas, une vieille bobine d'accord petites ondes fait parfaitement l'affaire comme self et la valeur du potentiomètre peut aller de 1 000 à 10 000 Ω. Ne pas appliquer la CAV à l'étage MF dans lequel on introduit une réaction.

Le second montage (fig. 2) également intéressant, est basé sur le fait qu'un découplage insuffisant de l'écran d'une lampe tétrode ou pentode la fait accrocher. On sait que le rôle de l'écran, mis à la masse du point de vue HF par le condensateur de découplage, a justement pour objet de former un blindage électrostatique entre grille et plaque pour empêcher l'accrochage. L'utilisation d'un condensateur variable de découplage à la place du condensateur fixe habituel permettrait de contrôler le degré de réaction pour se régler à la limite d'accrochage de la lampe, mais ce ne serait pas pratique étant donnée la grosse capacité variable qu'il faudrait employer. Le même résultat peut être obtenu beau-

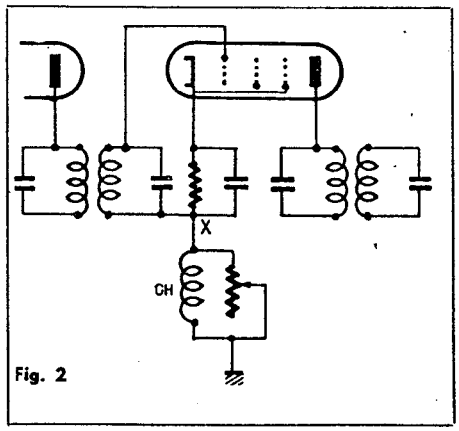


Fig. 2

coup plus facilement en mettant une résistance variable en série avec le condensateur de découplage normal. Le procédé est analogue à celui couramment employé comme « contrôle de tonalité » sur la BF de récepteurs de radiodiffusion. La seule chose à faire consiste donc à déconnecter de la masse l'extrémité du condensateur de découplage d'écran qui y est normalement soudé, de la relier à l'une des extrémités d'un potentiomètre dont on relie le curseur à la masse. Comme dans le cas précédent, la valeur de ce potentiomètre n'est pas critique. Une résistance de 50 000 Ω convient parfaitement. Ce potentiomètre peut sans inconvénient être à résistance carbone.

Tous les systèmes de réaction sur la MF offrent un moyen économique de « regonfler », tant au point de vue de la sélectivité que de la sensibilité, les récepteurs surplus dont l'amplificateur moyenne fréquence est insuffisant et dans lesquels la place manque pour apporter des perfectionnements plus compliqués et encombrants. C'est le cas de tous les récepteurs n'ayant qu'un seul étage MF, comme par exemple, le R-61. Ils offrent en outre l'avantage de permettre la réception des télégraphies non-modulées (CW) sans avoir recours à un BFO. Il suffit pour cela de pousser la réaction au-delà de la limite d'accrochage.

UN REDRESSEUR DE COURANT
peut vous rendre bien des SERVICES
Dans notre Sélection N° 25 :
REDRESSEURS DE COURANT
DE TOUS SYSTEMES
et quelques transformateurs
PRIX : 1 F
Ajoutez 0,10 F pour envoi et adressez commande à « SYSTEME D », 43, rue de Dunkerque, Paris X°, par versement à notre compte chèque postal : PARIS 259-10
Ou demandez-le à votre marchand de journaux.