

radio plans

AU SERVICE DE
L'AMATEUR DE
RADIO★TV★ET
ELECTRONIQUE

Dans ce numéro :

UNE CELLULE FM SIMPLE

et de

Haute Musicalité

LES PLANS

en vraie grandeur

d'un

AMPLIFICATEUR HI-FI DE 6 WATTS

facile à réaliser

d'un

ENSEMBLE EMETTEUR-RÉCEPTEUR DE TÉLÉCOMMANDE

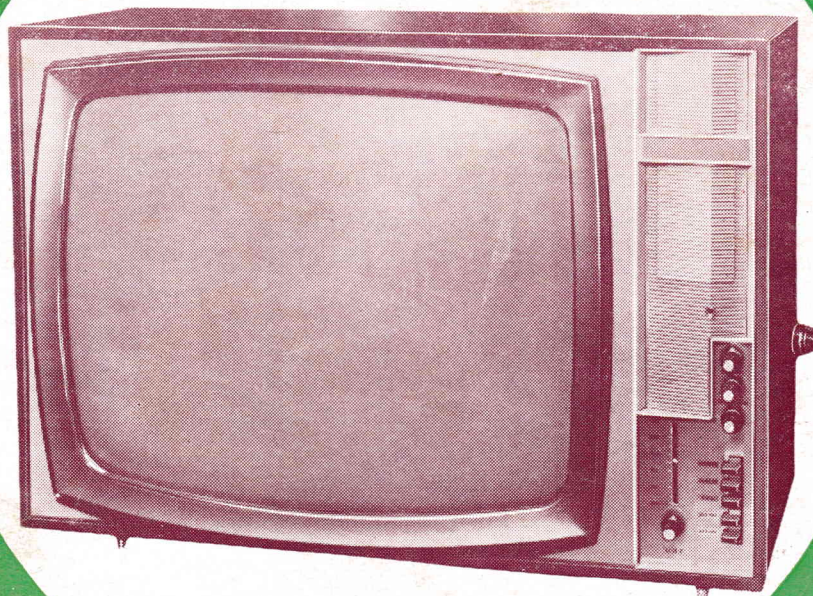
travaillant en onde modulée
à fréquence BF accordée

et de ce

TELÉVISEUR MULTICANAL ET POLYDEFINITION

équipé

d'un tube de 60 cm



XXXI^e ANNÉE
N° 204 — OCTOBRE 1964

1.50 F

Prix au Maroc : 173 FFM
Algérie : 170

ABONNEMENTS :

Un an..... F 16,50

Six mois... F 8,50

Étranger, 1 an. F 20,00

Pour tout changement d'adresse
envoyer la dernière bande en
joignant 0,50 F en timbres-poste

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

DIRECTION-
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque

PARIS-X^e. Tél. : TRU.09-92

C. C. Postal : PARIS 259-10

"LE COURRIER DE RADIO-PLANS"

Nous répondons par la voie du journal et dans le numéro du mois suivant à toutes les questions nous parvenant avant le 5 de chaque mois, et dans les dix jours aux questions posées par lettre par les lecteurs et les abonnés de RADIO-PLANS, aux conditions suivantes :

1^o Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;

2^o Si la question consiste simplement en une demande d'adresse de fournisseur quelconque, d'un numéro du journal ayant contenu un article déterminé ou d'un ouvrage de librairie, joindre simplement à la demande une enveloppe timbrée à votre adresse, écrite lisiblement, un bon-réponse, une bande d'abonnement, ou un coupon-réponse pour les lecteurs habitant l'étranger ;

3^o S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 2,00 F.

J.-M. B..., à Nice.

Ayant réalisé le récepteur *superréaction* pour la réception de la FM décrit dans le n° 197, s'étonne de ne pouvoir monter plus haut que 62 MHz même en réduisant le nombre de tours de la self d'accord.

Il est tout à fait anormal que votre récepteur ne monte pas plus haut que 62 MHz alors que la maquette que nous avons exécutée est montée jusqu'à 172 MHz, le son de la télévision de la région parisienne.

Il s'agit certainement de capacités parasites dans votre câblage qu'il faudrait réduire en raccourcissant les connexions au maximum.

Essayez également de réduire la valeur du condensateur de couplage entre collecteur et émetteur.

R. M..., à Valentigney.

Voulant réaliser un récepteur *reflex* à trois transistors pour recevoir seulement les grandes ondes, quelles doivent être les caractéristiques de l'enroulement du cadre permettant de couvrir cette gamme ?

Peut-on adjoindre une prise antenne à ce récepteur et sous quelles conditions ?

Y a-t-il une possibilité d'amplification supplémentaire ?

Pour la réception des grandes ondes avec le récepteur *reflex* trois transistors, nous vous conseillons de réaliser le bobinage du cadre à l'aide de 3 nids d'abeilles bobinés en série, chacun ayant 50 tours de fil isolé émaillé soie de 15x100.

Vous pourrez réaliser l'enroulement de couplage en même fil avec 12 tours.

Pour faire de la réception sur antenne, vous pouvez coupler cette dernière aux lames fixe du CV par un condensateur de faible valeur 10 à 25 pF.

Vous pouvez d'ailleurs pour cela utiliser un condensateur ajustable que vous réglerez à la valeur la plus propice.

Néanmoins, nous pensons qu'il est préférable de conserver la réception sur cadre, car l'antenne apporte un amortissement qui nuit à la sélectivité. Ce poste ayant déjà une sensibilité extraordinaire pour le peu de transistors mis en jeu. A notre avis, il n'est guère possible de l'améliorer.

D. D..., à Nice.

Ayant à dépanner un récepteur à lampes d'origine allemande, voudrait connaître la cause du bruit anormal que fait entendre cet appareil au bout d'un quart d'heure environ de fonctionnement correct. Ce bruit consiste en une sorte de chuintement qui se transforme bientôt en sifflement.

Bien qu'il soit difficile de prononcer un diagnostic sûr sans examen de l'appareil, nous pensons que le défaut constaté provient d'un condensateur électrochimique ou de découplage plus ou moins sec et qui, de ce fait, a perdu une grande partie de sa capacité.

Essayez également le remplacement des lampes de l'ampli BF.

D. E..., à Joinville.

Ayant réalisé selon les indications parues dans le n° 197 une cellule FM à transistors, entend parfaitement le souffle caractéristique, mais ne parvient pas à capter d'émissions. Comment obtenir un résultat plus probant ?

Si vous obtenez avec ce montage le souffle caractéristique de la *superréaction*, cela prouve que le récepteur fonctionne.

Puisque vous ne parvenez pas à capter l'émission, cela tient à ce que vous n'êtes pas accordé sur la fréquence convenable. Essayez d'agir sur le nombre de tours de la bobine d'accord et sur le condensateur de couplage placé entre collecteur et émetteur. Pour ce condensateur, essayez de diminuer sa valeur.

C. C..., à Massay.

Sur l'écran de son téléviseur, seule une barre blanche apparaît. D'où provient cette panne ?

La panne de votre appareil se situe dans la base de temps verticale. Il faudrait tout d'abord remplacer les lampes de cette base de temps et, si cela ne donne pas un résultat positif, vérifier les tensions aux différents points de celle-ci (relaxateur et étage de puissance) afin de déterminer si une résistance ou un condensateur n'est pas défectueux.

E. L..., à Walcourt (Belgique).

Nous demandons quelques renseignements concernant la réalisation d'une antenne de télévision à 12 éléments.

La partie centrale du dipôle doit être fixée approximativement dans le plan des autres éléments directeurs et réflecteur.

Les tubes directeurs et réflecteur doivent être soudés sur la pièce longitudinale.

Il est préférable, effectivement, de boucher

les extrémités des fils, néanmoins, ceci n'est pas absolument nécessaire pour le bon fonctionnement. Cette fermeture peut s'opérer par la soudure ou par un bouchon isolant.

F. L..., à Montpellier.

Après l'échange d'une lampe sur le rotateur d'un téléviseur, est-il nécessaire de retoucher aux réglages de ce dernier ?

Pratiquement, il n'y a pas lieu de retoucher les réglages du rotateur lorsque l'on remplace une lampe qui équipe cet appareil.

En effet, les capacités interélectrodes sont suffisamment similaires d'un tube à un autre pour que ce remplacement n'occasionne aucune perturbation.

Le réglage critique serait celui de l'oscillateur, mais celui-ci peut être retouché extérieurement à l'aide du CV de réglage fin.

C. M..., à Maisons-Alfort.

Ayant réalisé un signal tracer à transistors, constate un rendement médiocre. Nous demandons si les tensions qu'il a relevées sur ce montage sont correctes et quels sont les remèdes au manque de sensibilité.

Il semble que vous ayez pris les tensions sur votre ampli à transistors en prenant comme point commun le — 6 V alors qu'il faudrait prendre le + 6 V, de sorte qu'il est très difficile de savoir si ces tensions sont correctes.

Si le manque de gain est évident, il est possible que les transistors et particulièrement le driver soient mal adaptés. Essayez de faire varier les valeurs du pont de polarisation de base.

Nous pensons cependant que vous auriez intérêt à ajouter un étage préamplificateur.

R. M..., à Valentigney.

Sur un petit récepteur *reflex* à transistors, peut-on remplacer sans inconvénient un OC71 par un OC72 ?

Vous pouvez parfaitement utiliser le transistor OC72 à la place d'un OC71, car, bien que ces deux transistors n'aient pas les mêmes caractéristiques, ils peuvent être utilisés, en pratique, l'un à la place de l'autre.

(Suite page 65.)

SOMMAIRE DU N° 204 — OCTOBRE 1964

	Pages
Améliorations à la cellule FM.....	21
Ampli Hi-Fi de 6 W.....	25
Complément d'informations sur le WS22.....	29
Téléviseur multicanal.....	31
Ensemble émetteur-récepteur de télécommande.....	39
Bases du dépannage TV.....	43
Convertisseur à transistors.....	51
Ampli Hi-Fi à deux tubes.....	52
Nouveaux circuits TV à transistors...	53
Technique de la haute-fidélité.....	56
Bases du transistor.....	59
Émetteur 1 W-4 transistors.....	63



PUBLICITÉ :

J. BONNANGE
44, rue TAITBOUT
PARIS (IX^e)
Tél. : TRINITE 21-11

Le précédent n° a été tiré à 43.705 exemplaires.
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaïre, Sceaux.

BON DE RÉPONSE Radio-Plans

un gain suffisant pour attaquer l'étage final.

La liaison entre le circuit plaque du premier étage et le dispositif de dosage se fait par un condensateur de 50 nF. La branche « graves » du dispositif comprend une résistance de 47 000 Ω , un potentiomètre de réglage de 1 M Ω et une résistance de 10 000 Ω . Chaque portion du potentiomètre limitée par le curseur est shuntée par un condensateur : 2 nF pour celle du côté du point chaud et 20 nF pour celle du côté du point froid. Le curseur attaque la grille de la seconde triode à travers une résistance de 100 000 Ω . La branche « aigus » est formée d'un condensateur de 220 pF, un potentiomètre de réglage de 1 M Ω et un condensateur de 2 nF côté masse. Le curseur du potentiomètre attaque directement la grille de la seconde triode. En raison de la présence de la résistance de 100 000 Ω de la branche « graves » aucune réaction d'un réglage sur l'autre n'est possible.

La seconde triode ECC82 est polarisée par une résistance de 6 800 Ω découplée par un condensateur de 25 μ F-9 V. Entre cet ensemble de polarisation et la masse, il y a une résistance de 470 Ω , qui forme avec une 3 900 Ω un circuit de contre réaction de tension. La tension BF reinjectée sur la cathode de la triode ECC82 est prélevée au secondaire d'un transfo de sortie. Il corrige donc les distorsions qui prennent naissance dans le second étage préamplificateur dans l'étage final et dans le transfo de sortie. Le circuit plaque du second étage préamplificateur, débite sur une résistance de charge de 100 000 Ω comme le premier et pour les mêmes raisons cet étage est alimenté en HT à travers une cellule de découplage, dont les constituants sont, une résistance de 100 000 Ω et un condensateur de 8 μ F.

L'étage final est équipé d'une pentode de puissance EL84. Le système de liaison entre la grille de commande de ce tube et le

condensateur de 50 nF, une résistance de fuite de 680 000 Ω et une résistance de 5 000 Ω destinée à prévenir les accrochages. La polarisation est fournie par une résistance de cathode de 220 Ω , dé-couplée par un condensateur de 25 μ F 50 V. La grille écran est reliée à la ligne HT et le circuit plaque contient le primaire du transformateur d'adaptation du haut-parleur. L'impédance de ce primaire doit être de 5 000 Ω .

L'alimentation met en œuvre un transformateur délivrant 250 V-60 mA à la HT, ce transformateur comporte un enroulement 6,3 V pour le chauffage des filaments et deux primaires qui couplés en série par un répartiteur de tensions permettent le fonctionnement sous 220 V. Dans le cas d'un secteur 110-120 V, le répartiteur place ces primaires en parallèle.

La haute tension est redressée par un redresseur en pont. Son filtrage est assuré par une résistance de 500 Ω 10 W et deux condensateurs de 50 μ F-350 V. Pour éviter une chute trop grande dans la résis-

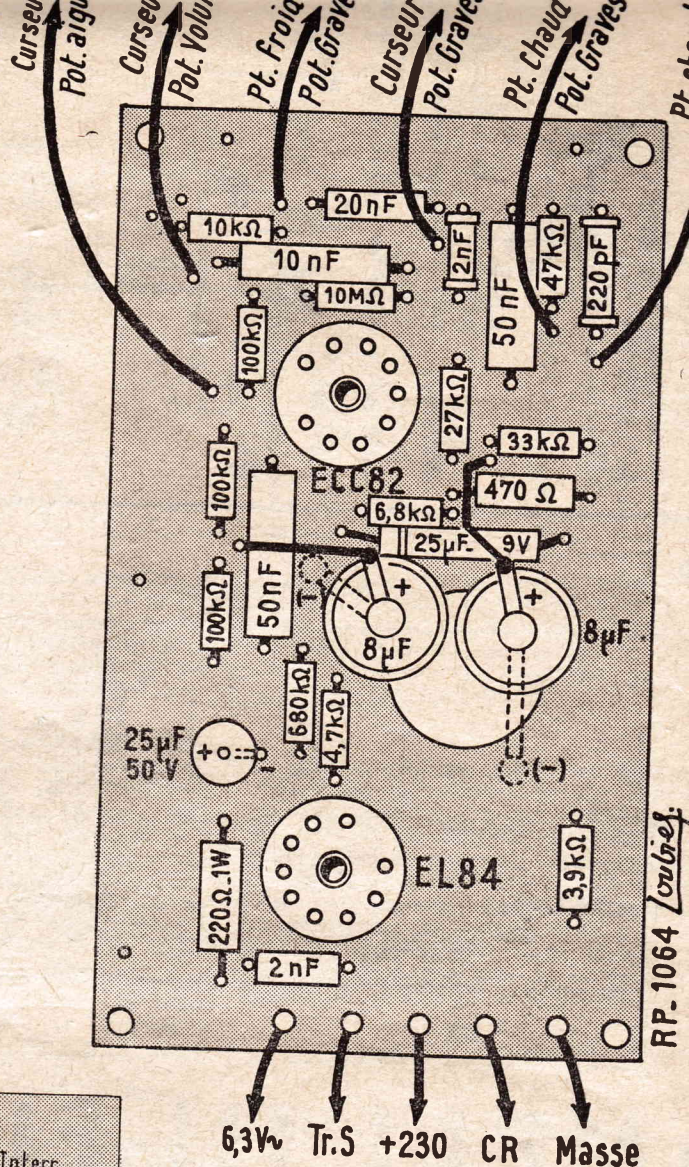


FIG. 2

tance de filtrage, la plaque de la EL84 alimentée à partir de la sortie du redresseur. L'expérience prouve que le procédé provoque aucun ronflement. Signalons pour terminer que chaque extrémité du primaire du transformateur est découplée par un condensateur de 0,1 μ F.

Réalisation pratique.

Le circuit imprimé. La première phase du montage est l'équipement du circuit imprimé. On commence par la mise en place des deux supports noval. Il n'est pas possible de faire d'erreur en ce qui concerne l'orientation étant donné la répartition inégale des broches. Pour la pose on introduit les picots des supports applique b contre la bakélite, on soude les picots aux connexions correspondante de l'autre face. Tous les autres éléments se poseront de la même façon : les fils de branchement passeront par les trous du circuit et soudés sur les connexions de l'autre côté de manière que le corps applique contre la plaque. Après chaque soudure, on coupe à la pince l'excédent de fil. De manière à supprimer toute possibilité d'erreur, la disposition des différents éléments, leur valeur et quand c'est nécessaire, leur polarité sont imprimées en blanc sur la face bakélite de la platine. Il suffit donc de reproduire exactement ce qui est représenté, ce qui ne souffre d'aucune

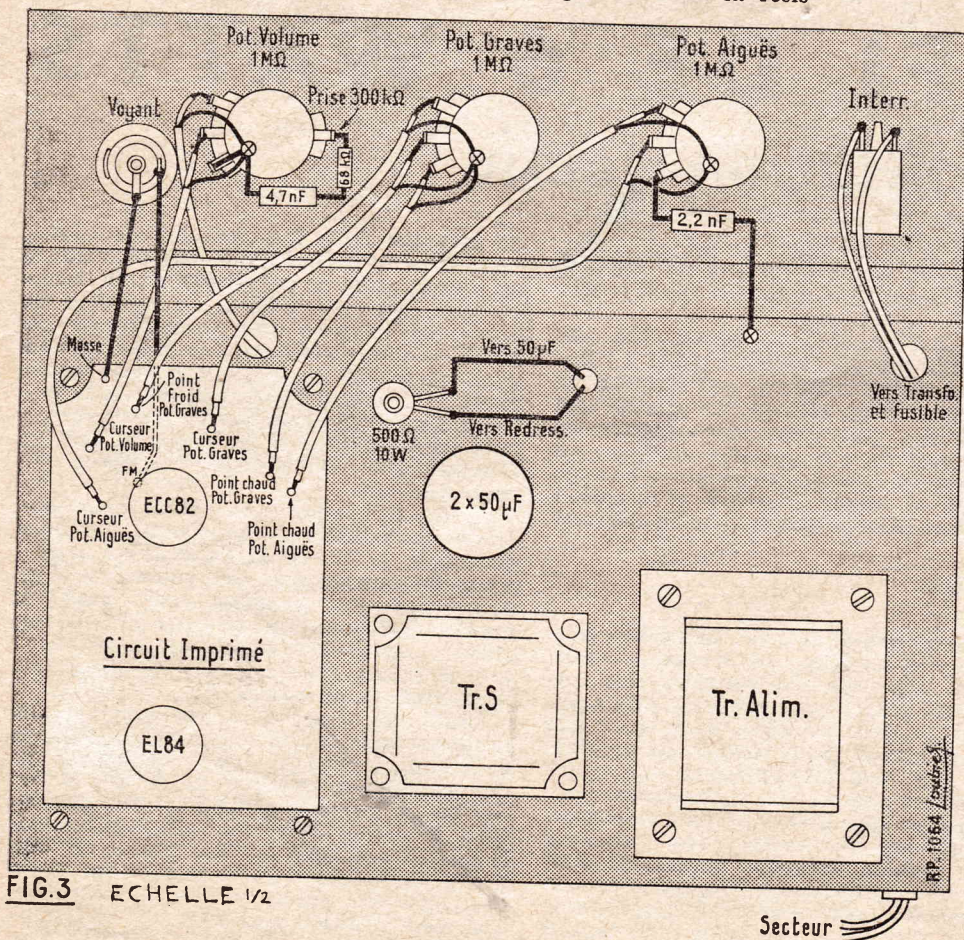


FIG. 3 ECHELLE 1/2

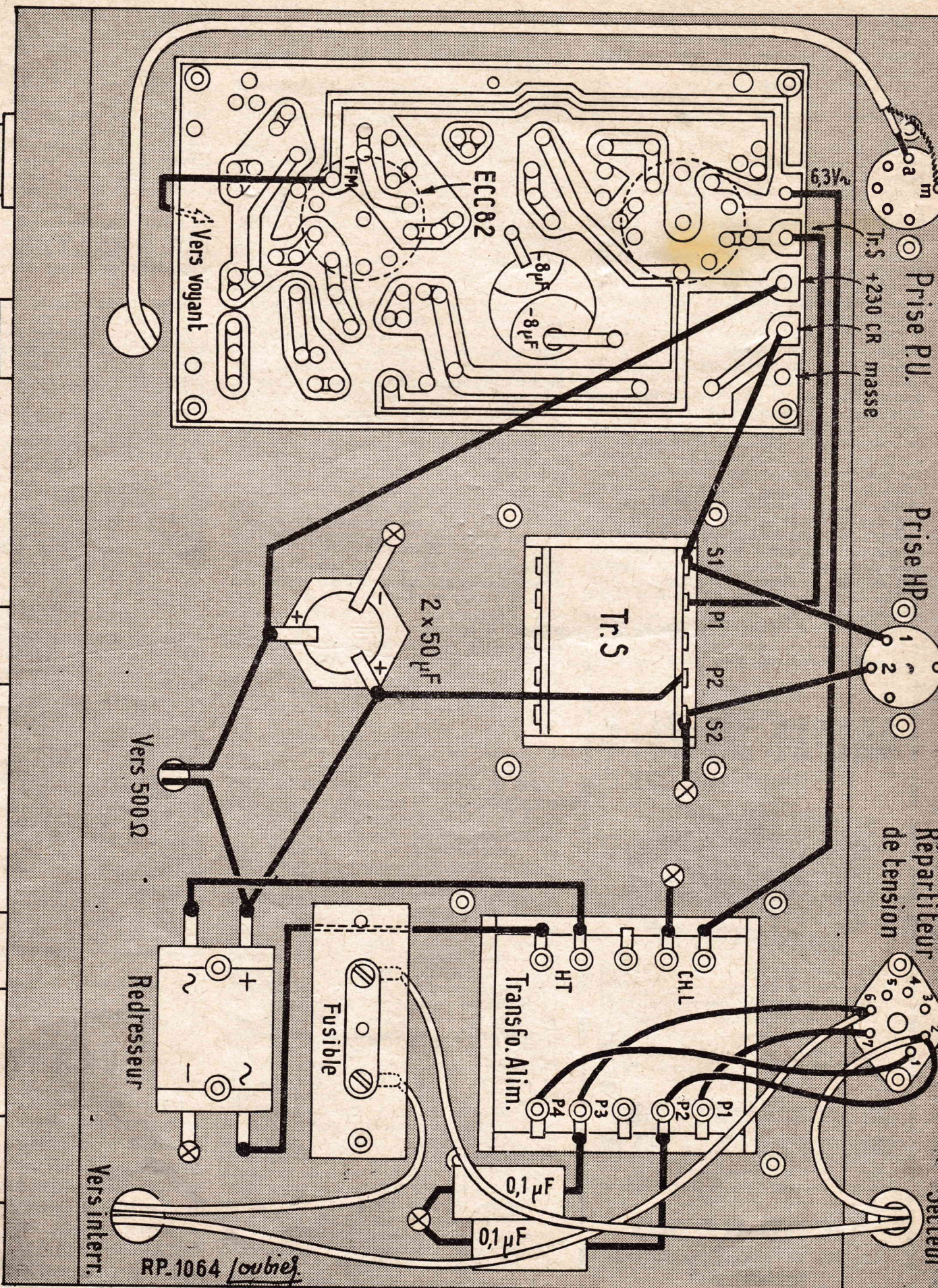


FIG. 4

aucune difficulté. La seule précaution est de bien repérer à l'aide du code des couleurs, la valeur de chaque résistance de manière à ne pas mettre en place une résistance de valeur différente de celle indiquée. Il va sans dire qu'une telle substitution entraînerait inévitablement le mauvais fonctionnement de l'amplificateur.

En tenant compte de ces conseils et en se référant à la figure 2 du support ECC82, la résistance de 10 M Ω et les condensateurs de 10 nF et de 20 nF, la résistance de 10 000 Ω et celle de 100 000 Ω qui se trouvent un peu au-dessus de ce groupe. Dans le même secteur, mais en bas du circuit, on dispose les condensateurs de 2 nF, 50 nF, 220 pF et les résistances de 27 000 Ω , 47 000 Ω , 33 000 Ω . A droite du support ECC82 et en haut du circuit imprimé, on soude les deux résistances de 100 000 Ω et le condensateur de 50 nF. Toujours à droite du même support, on place les résistances de 6 800 Ω de 470 Ω et le condensateur de 25 μ F. Pour ce dernier, il faut veiller que le pôle + soit tourné vers la broche K2 du support.

A droite du support EL84, on soude les résistances de 680 000 Ω , de 4 700 Ω et le condensateur de 25 μ F. Pour ce dernier, il faut respecter les polarités indiquées, on soude encore, au-dessus du support EL84, la résistance de 220 Ω 1 W à gauche le condensateur de 2 nF et en bas du circuit imprimé la résistance de 3 900 Ω . On termine le câblage par la mise en place de deux condensateurs de 8 μ F-350 V du type carton sur le trou 22 mm de diamètre existant dans la plaque de bakélite. La fixation s'opère en soudant les coses — sur la connexion de masse du circuit imprimé qui entoure le trou. Les coses + sont reliées aux points désignés par un pointillé imprimé en blanc.

Équipement et câblage. Le support génér-

ral de cet amplificateur est un châssis de faible hauteur, puisque ses dimensions sont : 250 x 150 x 20 mm. Ce châssis comporte un panneau avant sur lequel, on dispose les organes de commande, c'est-à-dire les trois potentiomètres de 1 M Ω ; l'interrupteur et le voyant lumineux qui servira à indiquer si l'appareil est ou non sous tension.

Sur le dessus du châssis, on monte le condensateur électrochimique 2 x 50 μ F-350 V, la résistance bobinée et les transformateurs d'alimentation et de haut-parleur. La résistance est fixée par une tige filetée qui la traverse et deux écrous, de manière à éviter tout risque de court-circuit, il faut prévoir une rondelle isolante entre le bas de la résistance et le châssis et une autre entre le haut et la rondelle métallique placée sous l'écrou.

Sous le châssis, on fixe à l'aide de boulons le redresseur en pont 250 V-60 mA et une plaquette porte fusible. Momentanément, on laisse de côté le circuit imprimé, et on commence le câblage. On relie une des coses extrêmes du potentiomètre de volume au boîtier de cet organe. Par un fil blindé, on relie l'autre extrémité à la broche a de la prise PU. La gaine de ce fil, est soudée sur la broche m de la prise et à l'autre extrémité sur la cosse du potentiomètre que l'on vient de mettre à la masse sur le boîtier. Pour éviter tout risque de court-circuit, nous vous conseillons, d'utiliser du câble dont le blindage est recouvert par un revêtement plastique. Pour atteindre la gaine de blindage, il faut supprimer ce revêtement sur une certaine longueur à chaque extrémité, en pratiquant une saignée avec un canif circulaire. La tresse étant ainsi mise à nu, on en écarte les brins de manière à pratiquer un trou par lequel, on fait passer le conducteur isolé. On orsade ensemble les brins de la tresse de manière à former une sorte de queue qui servira à la mise à la masse. Enfin, on dénude l'extrémité du conducteur pour pouvoir procéder à sa soudure, mais on a soin de laisser suffisamment d'isolant, pour éviter un court-circuit avec la gaine de blindage.

Sur la prise 300 000 Ω , du potentiomètre de volume, on soude une 68 000 Ω . Entre cette résistance et le boîtier du potentiomètre, on dispose un condensateur de 5 nF.

On câble ensuite l'alimentation. On relie au châssis, le pôle négatif du condensateur électrochimique de filtrage 2 x 50 μ F, et une cosse « CH.L » du transformateur d'alimentation. On connecte les coses HT du transformateur aux prises « alternatif » du redresseur. La cosse — de ce dernier est soudée au châssis. La cosse + est connectée à une extrémité de la résistance bobinée de 500 Ω et à un des pôles + du condensateur électrochimique 2 x 50 μ F. Cette cosse + est reliée à la cosse P2 du transformateur de sortie. L'autre extrémité de la résistance de filtrage, est connectée au second pôle + du condensateur 2 x 50 μ F. Revenons au transformateur d'alimentation pour établir les liaisons avec le répartiteur de tension. Pour cela, on connecte : la cosse P1 à la broche 7, la cosse P2 à la broche 2, la cosse P3 à la broche 6 et la cosse P4 à la broche 1. Entre la cosse P2 et le châssis, on soude un condensateur de 0,1 μ F. On procède à la mise en place d'un condensateur de même valeur entre la cosse P3 et le châssis. On soude le cordon « Secteur » entre la broche 2 du répartiteur de tension et une des bornes du fusible. L'autre borne de ce fusible est reliée à un côté de l'interrupteur. L'autre côté de l'interrupteur, est connecté à la broche 6 du répartiteur de tension.

Sur le transformateur de sortie, on relie la cosse S2 au châssis et à la broche 2 de la prise HP. On connecte également la cosse S1 à la broche 1 de la prise HP.

On peut maintenant mettre en place le circuit imprimé sous le châssis. Pour la fixation, on utilise quatre boulons 3 x 20. On bloque tout d'abord les 4 boulons sous le châssis à l'aide de 4 écrous. On serre ensuite le circuit imprimé entre deux écrous montés sur chaque boulon de manière à ce que la plaque de bakélite se trouve à 11 mm du fond du châssis.

On connecte : le point 6, 3 du circuit imprimé à la seconde cosse « CH.L » du transformateur d'alimentation ; le point « Sortie vers transfo » à la cosse P1 du transfo de sortie ; le point « + 230 » au second pôle + du condensateur électrochimique 2 x 50 μ F ; le point « CR » à la cosse S1 du transformateur de sortie ; on relie un côté du voyant lumineux à la masse du circuit imprimé et l'autre côté à la broche FM du support ECC82. Cette connexion doit être établie avec du fil isolé.

Avec du câble blindé, on relie : le curseur du potentiomètre de volume au point « curseur pot. volume » du circuit imprimé ; les extrémités du potentiomètre « Graves » respectivement aux points du circuit imprimé désignés par les appellations « Pot. pot. Graves » et « Point froid pot. Graves ». De la même façon, on réunit une extrémité du potentiomètre « Aiguës » et son curseur aux points du circuit imprimé désignés par les appellations « Point chaud pot. Aiguës » et « curseur pot. aigües ». Entre la seconde extrémité de ce potentiomètre et le châssis, on soude un condensateur de 2,2 nF. Les gaines de différents câbles blindés sont préparées comme nous l'avons expliqué plus haut : elles sont soudées à la masse sur le boîtier des potentiomètres, ou sur le châssis.

Mise en fonctionnement.

Cet amplificateur comme la plupart des réalisations a été étudié de manière à ne nécessiter aucune mise au point. Après vérification du câblage, les lampes et le répartiteur de tension étant placés correctement, on effectue le raccordement avec le HP et le pick-up. On peut alors procéder à un premier essai qui doit conclure. Si un accrochage se manifeste, il ne peut être dû qu'à un mauvais branchement du circuit de contre-réaction, pour le supprimer, il suffit d'inverser les connexions de ce circuit sur le secondaire du transfo de sortie, c'est-à-dire de relier S1 au châssis et S2 au point CR du circuit imprimé.

Lorsque le fonctionnement s'est révélé impeccable, il ne reste plus qu'à visser le châssis le capot métallique de protection sous ce châssis, on monte une plaque métallique munie de quatre pieds en caoutchouc.

A. BAR

ERRATUM

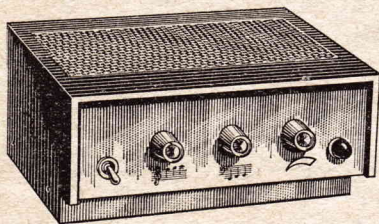
Dans notre rubrique de télécommande du mois précédent, nous avons fait paraître un article sur une boîte à « DÉCOUPAGE » pour la commande proportionnelle des modèles réduits. Par suite d'une coquille le découpage a été employé à la place de découpage.

Il est bien évident, et nos lecteurs nous en ont rectifié d'eux-mêmes qu'il s'agit bien d'une boîte de « DÉCOUPAGE ».

DEVIS DE L'

AMPLI Hi-Fi 4

décrit ci-contre



1 coffret-châssis métallique	38.00
1 plaque avant « décor »	7.00
1 transfo d'alimentation	12.50
1 transfo de sortie « Hi-Fi »	25.00
1 circuit imprimé	6.00
1 jeu de 2 lampes	10.50
Matériel complémentaire	48.00
	147.00

L'ensemble complet en pièces détachées (pris en une seule fois)	140.00
L'ampli complet en ordre de marche	185.00

Expéditions immédiates contre mandat à la commande

NORD-RADIO

139, rue La Fayette, Paris (10^e).
TRUDAINE 89-44.

Autobus et métro : gare du Nord.

C. C. P. PARIS 12 977-29.

COMPLÉMENT D'INFORMATIONS SUR LE WS-22

A la suite de la publication dans l'un de nos récents numéros de renseignements sur l'émetteur-récepteur WS-22 des surplus britanniques et pour répondre aux demandes de nombreux lecteurs possesseurs de ce type d'appareil qui semble très courant en Belgique, nous donnons ci-après l'essentiel des renseignements complémentaires ainsi que le schéma qu'un de nos lecteurs nous a fait aimablement communiqué à son sujet ainsi que sur son frère jumeau, le WS-19 ayant fait l'objet d'une description détaillée dans notre numéro 149.

Différences entre WS-19 et WS-22.

Le WS-22 n'a été fait qu'en un modèle, tandis que le set 19 a été construit en 3 modèles différents :

WS-19 Mk.I.

WS-19 Mk.II.

WS-19 Mk.III (Canadian).

Les deux premiers modèles ne diffèrent entre eux que par certains détails concernant leur connexion avec des postes secondaires lors de leur utilisation dans les blindés.

Le Mk.III, qui est le plus soigné, possède une alimentation différente.

Mk.I et Mk.II. — L'alimentation se fait à partir d'une batterie de 12 V. Ils possèdent des convertisseurs rotatifs.

En réception, un convertisseur fournit 250 V sous 125 mA et en émission, un second convertisseur se met en route qui, lui, donne 490 V sous 65 mA.

Mk.III (Canadian). — L'alimentation comporte les deux convertisseurs précités bobinés sur un même axe, ce qui a un avantage très net lors de communications. En effet, avec les Mk.I et les Mk.II, il y a lieu d'attendre que le second rotor ait atteint son régime de fonctionnement avant d'avoir la sortie maximum sur l'antenne (quelques secondes). Comme dans le cas du type canadien Mk.III, une simple écoute entraînerait une consommation excessive par suite de l'inertie inutile du grand rotor, une alimentation HT pour réception seulement est prévue en plus. Celle-ci est du type à vibreur asynchrone, dont la tension alternative est redressée par une valve à cathode froide OZ4. Les sorties du convertisseur rotatif sont 265 V et 540 V. En outre, cette alimentation peut être commutée sur 24 V par un interrupteur à l'intérieur.

Problème de basse tension en continu.

Toutes les lampes du WS-19 sont à chauffage indirect.

Il serait donc facile de construire une alimentation complète à partir du secteur. Mais le relais de commutation E-R veut absolument 12 V continus, et bien filtrés.

Une solution serait de produire ces 12 V par une diode au silicium et de déconnecter les fils alimentant les filaments de cette commande émission-réception. Ainsi on alimenterait les filaments en alternatif et le relais en continu. Alimenter le tout en continu exigerait une self de filtrage beaucoup trop encombrante, coûteuse et difficile à trouver.

La sortie (P.A.) du WS-19 est une 807, tandis que le WS-22 possède un « trio » de V.T.52 (= EL32) en parallèle.

La modulation du WS-19 se fait par micro « à charbon » tandis que le WS-22 a un micro dynamique.

La commande E-R se fait par bouton-poussoir sur le micro pour les deux sets. C'est le système P.T.T. (push to talk) des transceivers modernes.

Le WS-19 comporte en plus des possibilités du 22, un système d'interphone. Pour utiliser celui-ci, il faut posséder toute une gamme de « control-box » et les possi-

bilités que cela entraîne sont trop élaborées pour être exposées ici.

Le WS-19 possède également un émetteur-récepteur sur 235 MHz mais qui ne porte qu'à quelques centaines de mètres.

Si nous faisons le bilan de tout ceci, nous voyons que le set 19 a beaucoup de poids inutile pour l'amateur. Notez cependant qu'il y a moyen d'éteindre les filaments de l'intercom et du B-set (235 MHz). Ceci diffère également d'après le type.

Le WS-22 est plus élégant et moins encombrant et encombré pour les réparations éventuelles. Bien que les manuels militaires indiquent une portée sensiblement égale pour le 22 et le 19, ce dernier semble plus puissant et sa réception est meilleure, en mobile tout au moins. Sa modulation par contre n'est, de loin, pas si belle. On peut y remédier en utilisant un autre micro amplifié au préalable par un tube ou une paire de transistors. Si on utilise le micro original, on doit bien entendu prévoir du courant continu, 12 V, en plus de celui pour les relais de commutation.

Il existe un amplificateur HF pour le set 19. Celui-ci comporte quatre 807 en parallèle, et est alimenté par un convertisseur incorporé qui fournit quelques 650 V. Cet ampli a beaucoup plus d'un char d'assaut que d'un ampli haute fréquence, et son utilisation est inconcevable dans les bandes amateurs.

Observations sur le WS-22.

Cet appareil couvre de 2 à 8 MHz en deux gammes. Son rendement est bien meil-

leur sur 80 m que sur 40 m. Sur cette dernière bande, son étalement, déjà insuffisant sur 80 m est réduit au point de rendre les réglages acrobatiques.

L'alimentation d'origine est du type à vibreur. Elle fournit 325 V sous 80 mA pour les lampes de l'émetteur. Un diviseur de tension contenu dans le set lui-même fournit les 150 V nécessaires pour la réception.

Les filaments des lampes demandent du courant continu, du moins en ce qui concerne le récepteur.

La consommation totale (HT et BT) avec l'alimentation d'origine est de 4,1 A en phonie, 4,6 A en graphie et 2,6 A en réception. La consommation normale en QSO mobile est de 3 A, ce qui revient à une autonomie de 25 heures avec un accu 12 V et 75 A/h et 7 heures avec 22 A/h.

Il est souvent nécessaire de remplacer le vibreur d'origine ainsi que de vérifier les condensateurs de déparasitage pour obtenir un bon fonctionnement. De toute façon, le filtrage est rarement parfait.

Une alimentation secteur est une solution plus élégante lorsque l'appareil est appelé à fonctionner en station fixe.

L'émetteur supporte sans trop de mal une haute tension de 450 V qui en augmente sensiblement la portée. Mais dans ce cas il est prudent de remplacer les condensateurs de découplage haute tension d'origine par d'autres de même valeur mais à fort isolement. Le récepteur perdant beaucoup de sa sensibilité lorsqu'il est survolté — sans parler de l'usure des lampes — il faut dans ce cas prévoir un diviseur de tension pour abaisser les 450 V à 325 V au maximum à l'entrée de l'appareil en position réception. Ce diviseur de tension peut être mis en

LÉGENDE DU SCHÉMA (PAGE SUIVANTE)

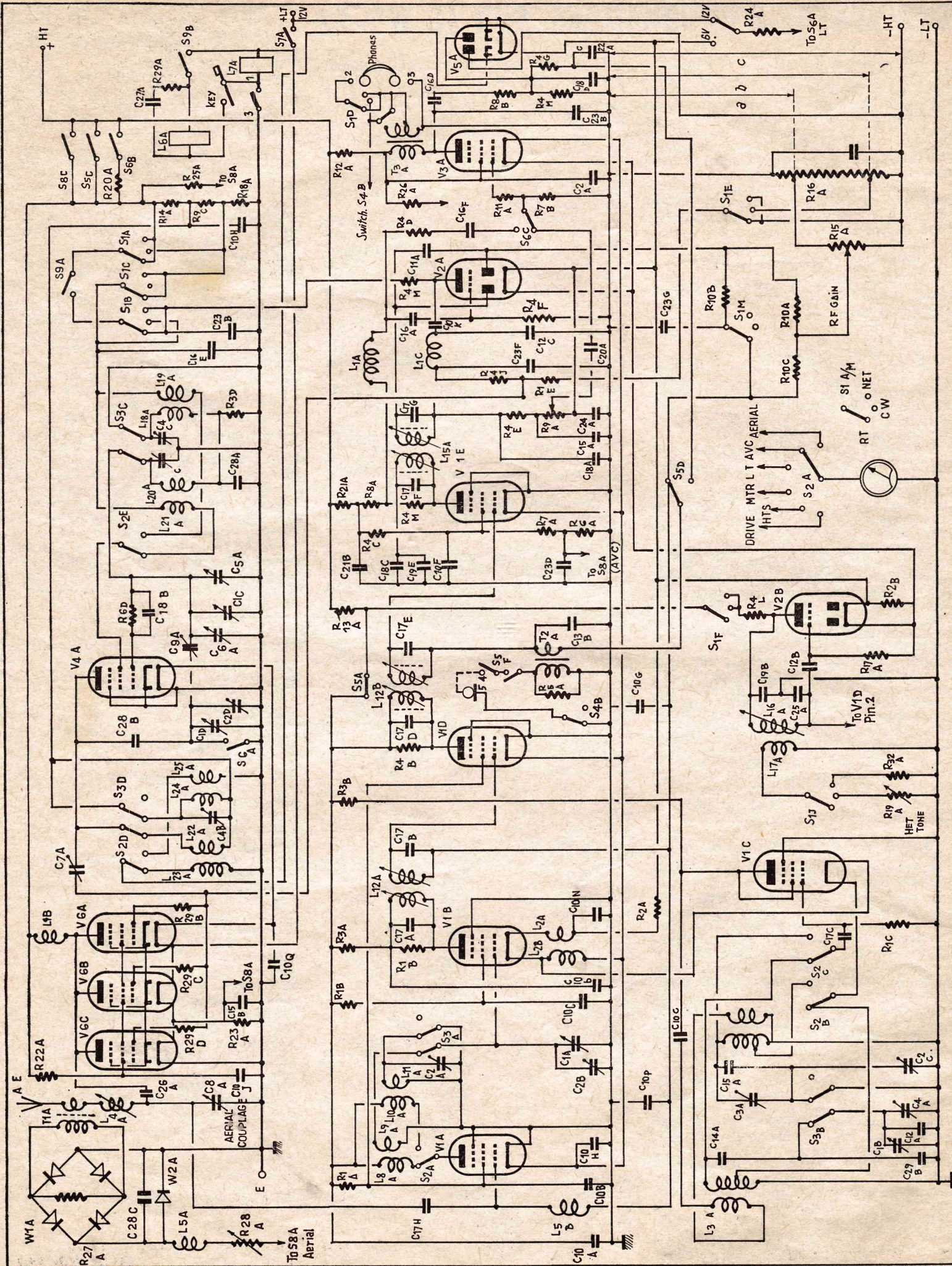
RÉSISTANCES	CONDENSATEURS	SELF
R1 47 kΩ 1/4	C1-CV 4 cages	L1 self HF
R2 39 Ω 1/2	C2 3-30 pF	L2 self HF pour filament
R3 10 kΩ 1/4	C3 150-600 pF	L3 self de modulation
R4 100 kΩ 1/4	C4 1-15 pF	L4 accord d'antenne
R5 220 Ω 1/4	C5 3-50 pF	L5 self contenue dans le boîtier de mesure de sortie HF
R6 3,3 kΩ 1/4	C6 2,8-10 pF	L6 relais de commutation E/R
R7 470 kΩ 1/4	C7 4-80 pF	L7 relais de manipulation
R8 22 kΩ 1/2	C8 accord d'antenne	L8 couplage d'anode HF
R9 1 kΩ Pot.	C9 1-7,5 pF	L9 accord d'anode HF
R10 1 MΩ 1/4	C10 0,1 μF 350 V	L10 couplage d'anode BF (+)
R11 15 kΩ 1/4	C11 20 pF	L11 accord d'anode BF (+)
R12 47 kΩ 2	C12 30 pF	L12 transfo MF
R13 20 kΩ 12	C13 50 pF	L13 accord HF de l'oscillateur local
R14 4,7 kΩ 1	C14 1 600 pF	L14 accord BF (+) de l'oscillateur local
R15 100 kΩ Pot.	C15 1 300 pF	L15 transfo MF
R16 860 Ω 10	C16 0,01 μF 350 V	L16 accord du BFO
R17 22 kΩ 1/4	C17 140 pF	L17 couplage du BFO
R18 39 kΩ 1	C18 100 pF	L18 accord du VFO BF (+)
R19 6 Ω	C19 500 pF	L19 couplage du VFO BF (+)
R20 39 kΩ 1/2	C20 2 000 pF 450 V	L20 accord du VFO HF (+)
R21 68 kΩ 1	C21 2 μF 350 V	L21 couplage du VFO HF
R22 1,5 kΩ 1/2	C22 4 μF 12 V	L22 accord du driver HF
R23 2,5 kΩ 1/4	C23 1 000 pF	L23 couplage du driver HF
R24 29,5 kΩ 1/2	C24 100 μF 6 V	L24 accord du driver BF (+)
R25 1,2 MΩ 1	C25 90 pF	L25 couplage du driver BF (+)
R26 1,2 MΩ 1/2	C26 4 000 pF	L26 self de filtrage de la BT
R27 33 Ω 1/4	C27 200 μF 12 V	L27 bobinage du vibreur
R28 550 Ω	C28 5 000 pF	L28
R29 10 Ω 1/4	C29 10 pF	L29 self de filtrage
R30 22 Ω 1/2	C30 5 000 pF	L30 couplage HF de l'oscillateur local
R31 270 Ω 1/2	C31	L31 couplage BF (+) de l'oscillateur local
	C32 5 000 pF	
	C33 0,1 μF 450 V	
	C34 0,01 μF 2,2 kV	
	C35 8 μF 500 V	

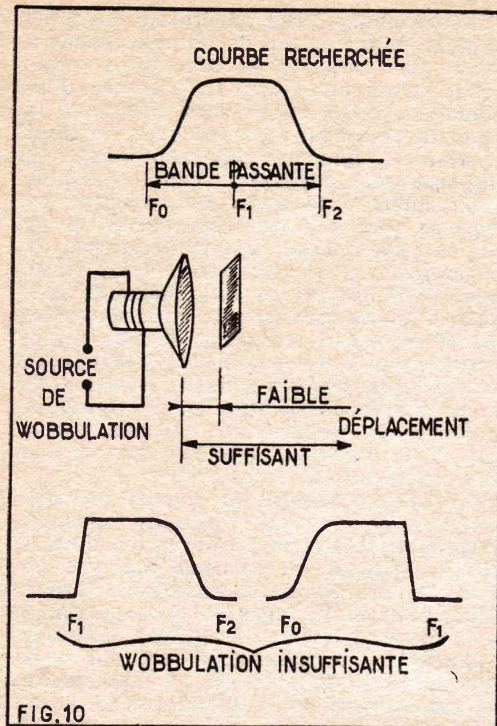
V1 ARP12 (VP23)
V2 AR8 (HL23DD)
V3 CV65 (PEN25)
V4 ARP34 (EF39)
V5 ARDD5 (EB34)
V6 VT52 (EL32)

(+) BF ici ne désigne pas la basse fréquence, mais bien la bande HF de 2,0 MHz à 4,5 MHz.

HF désigne la bande de 4,5 MHz à 8,0 MHz.

(Suite page 64.)



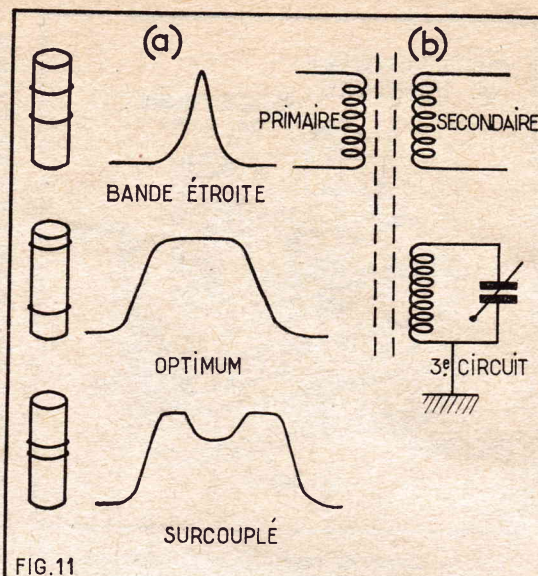


10. — Une alimentation insuffisante du système de réglage limite l'étendue de la bande passante et compromet, dès l'abord, l'opération d'alignement.

correctement la totalité de la bande passante, car s'il n'en était pas ainsi, on se demanderait bien, à quoi servirait l'opération de réglage; par contre, à ce stade de cette opération, nous aimerions délimiter les sections, et là il n'est pas certain du tout que la vidéo ne demande pas, elle aussi, une mise au point. Certes, on pourrait faire précéder l'alignement de la moyenne fréquence d'un essai de la seule vidéo à l'aide de signaux carrés, mais cela suppose l'existence, sur le banc d'atelier, d'un générateur (parfait) de tels signaux (parfaits); éventualité que nous ne pouvons ériger, ni en loi absolue, ni en exigence fondamentale. Tout cela, pour dire qu'il serait fort indiqué de disposer d'appareils (de réglage et de réception) capables de fournir un signal de vigueur suffisante, dès la sortie de la détection.

De façon générale, nous croyons préférable de prévoir un point d'injection, situé tout près de l'entrée de l'amplificateur et de toujours procéder au réglage de l'amplificateur dans sa totalité plutôt que de déplacer chaque fois la sortie du wobbleur; il faudrait toujours garder présente à l'esprit l'idée qu'on ne peut guère espérer travailler dans l'absolu et que tout appareil, appliqué à l'extérieur du récepteur modifie les performances de ce dernier. Nous ne nierons pas qu'en agissant de la sorte, le travail risque de s'allonger, mais nous maintenons que c'est à ce prix que l'on serrera de plus près la réalité, surtout à l'aide des appareils courants dont nous disposons les uns et les autres, en dehors de laboratoires équipés à la perfection.

Aux incidents que nous venons d'évoquer et qui concernent, surtout, les valeurs des bobinages et des capacités, viennent s'ajouter ici les performances du wobbleur lui-même. Nous avons déjà eu l'occasion de faire ressortir que la largeur de la bande reproduite dépendait en grande partie des valeurs purement « statiques » de la source de wobblelation : un nombre de volts ou de milliampères insuffisant pour engendrer une modification assez grande des champs magnétique ou



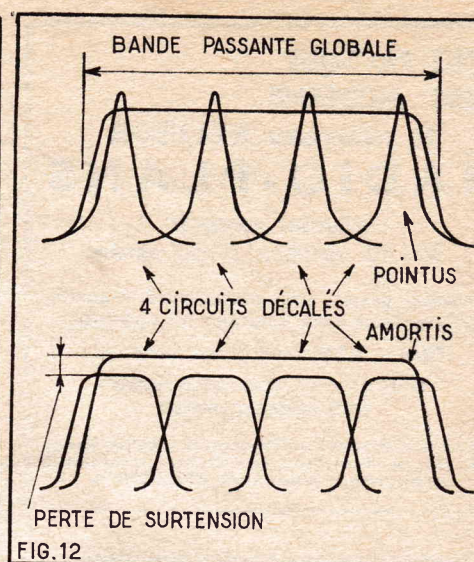
11. — Dans une certaine mesure, la distance purement géométrique qui sépare les deux enroulements influe sur la forme de la courbe de réponse; en (b) c'est l'adjonction d'un troisième circuit, se refermant sur lui-même, qui détermine l'ensemble de la courbe de réponse.

statique, risque de compromettre, avant même d'appliquer le signal aux circuits à régler, l'obtention d'une bande passante suffisamment large. Là aussi, les diverses figures que nous avons déjà fournies couvrent la presque totalité des cas pouvant se produire et il nous semble tout juste nécessaire de les rappeler (fig. 10) sans trop les commenter.

Un point tout de même : que faire, si l'on reconnaît que la cause fondamentale se situe bien dans le wobbleur lui-même? La réponse nous paraît évidente : ou bien il s'agit d'une panne de cet appareil et il suffit — ce qui ne doit vraiment pas se révéler trop difficile — de la trouver et de lui apporter le remède voulu; ou bien cette insuffisance représente un véritable vice de constitution et là, nous ne croyons pouvoir faire autrement que de conseiller le remplacement pur et simple de l'engin.

Nous savons également que la forme même de cette bande passante, ses elongations relatives, la largeur réservée à chaque fraction du spectre de fréquences dépend, certes, des caractéristiques du wobbleur et des circuits eux-mêmes, mais pour autant, il ne faudra oublier ni l'influence des signaux marqueurs, ni le dispositif de commande du gain. Les premiers, basés essentiellement sur des absorptions « locales » de la courbe de réponse devront, dans tous les cas, être réduits à leur valeur la plus faible et même être supprimés chaque fois que la clarté du travail le permet; nous rappelons notre conseil de ne les mettre en place que le temps d'une observation rapide, de les supprimer ensuite totalement, quitte à les consulter de temps à autre pour ne pas travailler à l'aveuglette.

Les risques de complications que nous courons devraient encore se diviser en deux groupes, suivant que notre récepteur est équipé en bobinages du type « surcouplé » ou encore « décalé ». L'alignement proprement dit ne diffère guère avec le système employé et nous dirions même que l'on trouverait là une justification au principe énoncé de ne pas modifier sans cesse le point d'application du générateur ou du wobbleur. Le dépassement du couplage optimum (optimum dans certaines appli-



12. — Dans le système des circuits décalés on peut élargir aussi la bande passante de chacun des bobinages en plaçant à ses bornes une résistance de valeur déterminée avec une certaine précision.

cations, mais non pas ici) s'obtient essentiellement (fig. 11) par la position relative des deux enroulements qui forment le primaire et le secondaire, mais on la complète bien souvent encore par l'adjonction d'un troisième enroulement travaillant même parfois en court-circuit sur lui-même; c'est lui qui créera et qui réglera le creux central ou qui, du moins, régularisera convenablement la courbe de réponse totale. C'est dire qu'il ne s'agira pas de s'en occuper vaguement en retouchant un noyau par par-là : non, il sera indispensable (nous insistons sur ce qualificatif) oui, indispensable, d'avoir été muni par le fabricant de renseignements les plus complets sur la procédure d'alignement. Si vous le voulez, partageons les responsabilités en conseillant de se borner à *approcher* du bobinage la lame du tournevis de réglage et d'observer — de guetter même — les manifestations qui en découlent sur l'écran de l'oscilloscope : c'est dans le seul cas où cette réaction semble minime que l'on pourra songer à entreprendre une retouche dans ce circuit ou même à le faire intervenir dans l'opération générale de l'alignement.

Dans l'autre type de montage, aucun des circuits ne travaille à proprement parler sur la même fréquence de la bande passante totale (fig. 12) et c'est en cela que réside précisément leur « décalage ». De plus, on désire tout de même atteindre une largeur de bande suffisante par étage et pour cela on place généralement en parallèle sur chacun des bobinages un élément d'amortissement, en l'occurrence une résistance dont la valeur n'est nullement choisie au hasard comme cela se pratiquait dans les premiers temps de la télévision, à l'époque glorieuse des amplifications directes. C'est dire qu'il n'y a là encore, il ne serait nullement superflu de consulter les indications fournies par le fabricant et cela, d'autant plus que certaines de ces résistances viennent pratiquement s'insérer en série dans le circuit anodique. Parcourues par un courant continu relativement intense, elles risquent également d'y flamber et de ne plus livrer le secret des inscriptions qu'elles pouvaient porter au temps de leur splendeur.

Circuits d'entrée.

Nous considérons donc que tout ce qui suit la sortie du rotateur a pu être réglé de la façon désirée et qu'il ne subsiste plus

**PLUS PRATIQUE
PLUS MODERNE**

le nouveau RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir
les 12 numéros d'une année

En teinte grenat, avec dos nervuré, il pourra
figurer facilement dans une bibliothèque.

PRIX : 5,50 francs (à nos bureaux).

Frais d'envoi : sous boîte carton
1,50 francs par relieur

Adressez commandes au Directeur de « Radio-Plans »,
43, rue de Dunkerque, Paris-X^e. Par versements à
notre compte chèque postal PARIS 259-10



J'ai compris

LA RADIO ET LA TÉLÉVISION grâce à L'ÉCOLE PRATIQUE D'ÉLECTRONIQUE

Sans quitter votre occupation actuelle et en y consacrant 1 ou 2 heures par jour, apprenez la RADIO qui vous conduira rapidement à une brillante situation. Vous apprendrez Montage, Construction et Dépannage de tous les postes. Vous recevrez un matériel ultra moderne : Transistors, Circuits imprimés et Appareils de mesures les plus perfectionnés qui resteront votre propriété. Sans aucun engagement, sans rien payer d'avance, demandez la

Première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimaux de 20.00 F à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

Notre enseignement est à la portée de tous et notre méthode vous émerveillera !...

**ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio-Télévision**
11, Rue du Quatre-Septembre

11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (3^e)

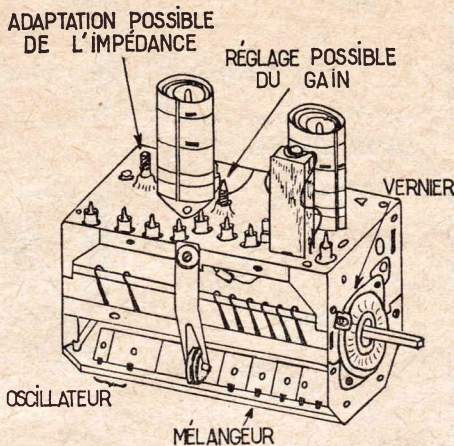


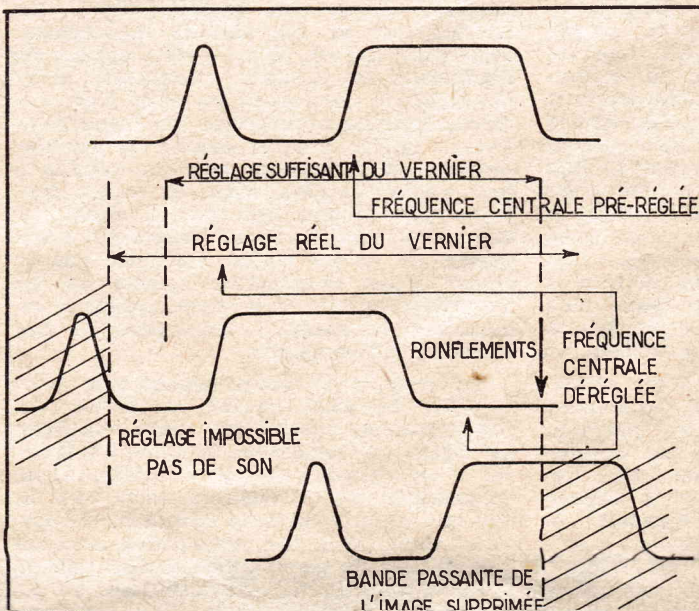
FIG.13

13. — Dans la majorité des rotacteurs, il existe un point d'injection du signal extérieur qui permet également d'accorder parfaitement le circuit de sortie à l'entrée de la MF.

aucun doute, quant aux performances de ces étages. C'est là qu'intervient alors, on le conçoit, le circuit d'entrée, représenté maintenant, dans presque tous les cas, par une sorte de pièce détachée unique, le rotacteur. Nous avons déjà eu l'occasion de dire que nous n'envisagions nullement de le démonter ni de le soumettre, lui aussi, à un alignement complet, et ici, il suffira donc de le rebrancher, c'est-à-dire, suivant le cas, de lui appliquer, à nouveau, la haute ou la basse tension ou les deux à la fois.

Cette réserve n'exclut cependant pas deux interventions qui peuvent souvent se révéler indispensables, mais qui n'exigent pas obligatoirement l'emploi de véritables appareils de réglage : l'émission peut suffire à cela, surtout au moment où elle nous transmet cet excellent élément d'information et de vérification que représente la mire de définition.

14. — Pour chaque barrette du rotacteur, on a procédé au pré-réglage, c'est-à-dire au centrage de la fréquence centrale ; le condensateur-vernier doit permettre, à tout moment, de centrer parfaitement la bande passante ; toutefois il arrive qu'il faille retoucher le bobinage même de l'oscillateur pour couvrir la totalité de la bande passante voulue.



En branchant notre générateur jusqu'à directement à l'entrée de l'amplificateur, à travers une capacité ou non, nous avons négligé, pour ainsi dire la présence d'un bobinage à cette entrée aussi bien qu'à la sortie du rotacteur ; or, les deux existent et même si, pour ne pas trop fausser le comportement, suivant le canal choisi, le circuit, placé à la sortie du rotacteur, demande pas d'accord très précis, il peut se passer d'une bonne adaptation son impédance à celle qui lui fait suite. Après avoir rétabli les branchements normaux, il faudra donc songer à ces retouches (fig. 13) et éviter, ce faisant, de trop verser gain et bande passante : on comprend que ces deux actions puissent s'accomplir par la simple observation et se contenter des faisceaux dessinés et transmis par la mire. Voilà pour la première intervention dans le domaine du rotacteur.

Les valeurs propres de chaque barrette de ce dernier dépendent, de toute évidence, du canal que l'on désire recevoir et, dans le système français, où un canal pair suit un canal impair, les caractéristiques varient grandement d'une position à la suivante. Pour chacune d'elles le fabricant procède à une sorte de pré-réglage (fig. 14) et prévoit même, de plus, un élément ajustable, constamment à la disposition de l'utilisateur : le condensateur — variable — vernier. Le réglage de l'oscillateur est, en principe, prévu de telle sorte qu'en actionnant le véritable CV on couvre plusieurs mégacycles situés de part et d'autre de l'accord du son puis de l'image. Il est évident que l'étendue de fréquences dans laquelle agit ce condensateur ne variera guère, même si la fréquence centrale vient à se déplacer ; par contre, il est nettement moins certain qu'on puisse réellement continuer à englober toute la bande passante de l'image et passer par un maximum de son. C'est donc sur le bobinage oscillateur proprement dit que portera le réglage que nous ne croyons pas pouvoir passer sous silence ici, tout en insistant sur l'extrême prudence requise dans toute intervention dans cette section.

Il ne faudrait pas non plus retoucher systématiquement tous les noyaux, car Charybde est bien suivie de Scylla et il suffit d'un faible — très faible — écart pour tout compromettre et pour ne plus rien recevoir du tout. Et c'est précisément parce que cette opération exige une haute très haute précision, que nous avons préféré suggérer de l'exécuter sur l'émission plutôt qu'à l'aide d'un générateur fixe, et ce d'autant plus conscient des problèmes réels que dans l'état actuel (et pour quelques

temps encore...) de la télévision en France, on n'a guère l'occasion de livrer à ce genre de travail sur plus de 2 ou 3 canaux en un endroit donné.

N'OUBLIEZ PAS.

de joindre une enveloppe timbrée à votre adresse à toute demande de renseignements.

TÉLÉVISEUR MULTICANAL

(VOIR LE DÉBUT SUR LA PLANCHE DÉPLIABLE)

On termine par la pose de la platine FI, du rotacteur et du transfo THT.

On commence le câblage en réalisant la ligne filament. Pour cela on relie au châssis un côté de l'enroulement « CH.L » du transfo d'alimentation. L'autre côté de ce secondaire est connecté par du fil isolé aux broches 6 et 5 des prises A et B, à la ligne « Filament des circuits imprimés », la broche 5 du support EY88 et à la broche 2 du support EL36. La broche 4 du support EY88 est reliée au châssis ainsi

que les broches 7 et 8 du support EL36. Sur le transfo d'alimentation on soude les diodes 40J2, les condensateurs de 5 nF et celui de 0,1 μ F. La cosse + de ce transfo est connectée à un pôle + 100 μ F du condensateur électrochimique. On branche la self de filtre entre ce pôle + 100 μ F et une cosse du relais A. Sur ce relais on soude la résistance de 2 Ω , l'autre cosse du relais est reliée au second pôle + 100 μ F. Sur le condensateur électrochimique on soude les résistances bobinées de 390 Ω et de 250 Ω . On établit les liaisons qui constituent les différentes lignes HT. Pour la ligne HT5 on soude sur le relais B la résistance de 470 Ω et le condensateur de 2 μ F dont le pôle - est mis à la masse.

On branche le transfo image et on dis-

pose les divers éléments y compris la résistance VDR sur le relais C. On câble les potentiomètres « Fréquence ligne », « Amplitude V » et « Linéarité V ». On câble le support de liaison B; notamment on établit par un faisceau de fils de différentes couleurs les liaisons avec les potentiomètres « Fréquence 625 » et « Fréquence 819 », la platine FI (fil vert) et le point D du circuit imprimé « Comparateur de phase et multi-vibrateur ». On relie le transfo de blocking au circuit imprimé « Bases de temps ».

On établit les liaisons relatives au support de liaison A. Notamment par un faisceau de fils de différentes couleurs on relie les broches aux points de la platine FI et du rotacteur qui sont indiqués sur la figure 2. On soude la résistance VDR sur

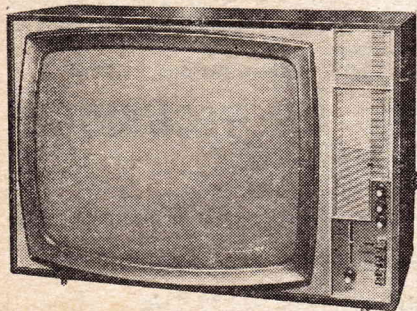
DÉCRIT CI-CONTRE

« SUPERLUX 65 »

TÉLÉVISEUR MULTICANAL et POLYDÉFINITION
819/625 UHF et 625 VHF

Tube de 60 cm « SOLIDEX » blindé, inimplosable.
Ecran Endochromatique.

TUNER 2° CHAÎNE avec cadran d'affichage.
Platines HF et BF à circuits imprimés.



Dimensions : 690 x 510 x Profondeur 310 mm
Ébénisterie vernie polyester

1 ENSEMBLE DE PIÈCES (indivisible) comprenant :

- 1 Tôlerie générale avec coulisses - 1 Blindage THT.
- 1 Rotacteur « Vidéon » avec ses lampes.
- 1 Platine circuit imprimé câblé et réglé équipée de ses lampes (3 x EF184 - 1 x EL183 - 1 x ECF80 - 1 x ECL82 et diodes).
- 1 Platine Commutation 2° CHAÎNE câblée et réglée avec contacteur 5 touches, potentiomètres, cellule d'ambiance, TUNER 2° CHAÎNE avec son système d'affichage.
- 2 Plaquettes circuit imprimé. Nues pour Bases de temps.
- 1 Transformateur d'alimentation - 1 self de filtrage, 1 self comparateur de phase, 1 jeu de boutons.

L'Ensemble, fourni en 1 seule fois. 450.00

PIÈCES COMPLÉMENTAIRES

- 1 Déviateur « ARENA »..... 28.55
- 1 Transfo THT (sans lampes) « ARENA »..... 24.25
- 1 Transfo Image « ARENA »..... 8.40
- 1 Transfo Blocking « ARENA »..... 6.37
- 1 Transformateur de modulation..... 3.68
- Supports de lampes, support tube cathodique, prises THT et de grille..... 10.75
- Fils divers (câblage - HP - Coaxial - Soudure - Gaines) etc..... 7.85
- 1 Jeu de Potentiomètres..... 3.10
- 1 Jeu de Condensateurs, Résistances et Electrochimiques..... 37.84

LE CHASSIS COMPLET, prêt à câbler platine câblée et réglée..... 580.79

1 Haut-parleur T12 x 19 PB8 « AUDAX »..... 13.50

1 LE JEU DE LAMPES DES BASES DE TEMPS.
(1 x EF80 - 1 x ECC82 - 1 x ECL83 - 1 x DY86, 1 x EL36 x 1 x EY82) + 4 Redresseurs 40J2..... 65.00

1 LE TUBE CATHODIQUE 60 cm blindé.
Ref. : 23 DEP4..... 245.00

1 L'ÉBÉNISTERIE COMPLÈTE, noyer, acajou ou palissandre, avec façade posée, fond, accessoires divers..... 155.00

« LE SUPERLUX 65 » complet, en pièces détachées, avec platines câblées et réglées et TUNER UHF adapté.

PRIX SPÉCIAL
POUR L'ENSEMBLE..... 1015.00

COMPLÈT, en ORDRE DE MARCHÉ
totalement équipé 2° CHAÎNE..... 1190.00

C'EST UNE RÉALISATION

CIBOT

1 et 3, rue de REUILLY.
PARIS-XIIe.
Téléphone DIDerot 66-90.

Métro : Faiderhe-Chaligny.
C. C. Postal 6129-57 PARIS

★ RADIO
ET TÉLÉVISION

● VOIR NOS PUBLICITÉS. Couvertures 2 et 4

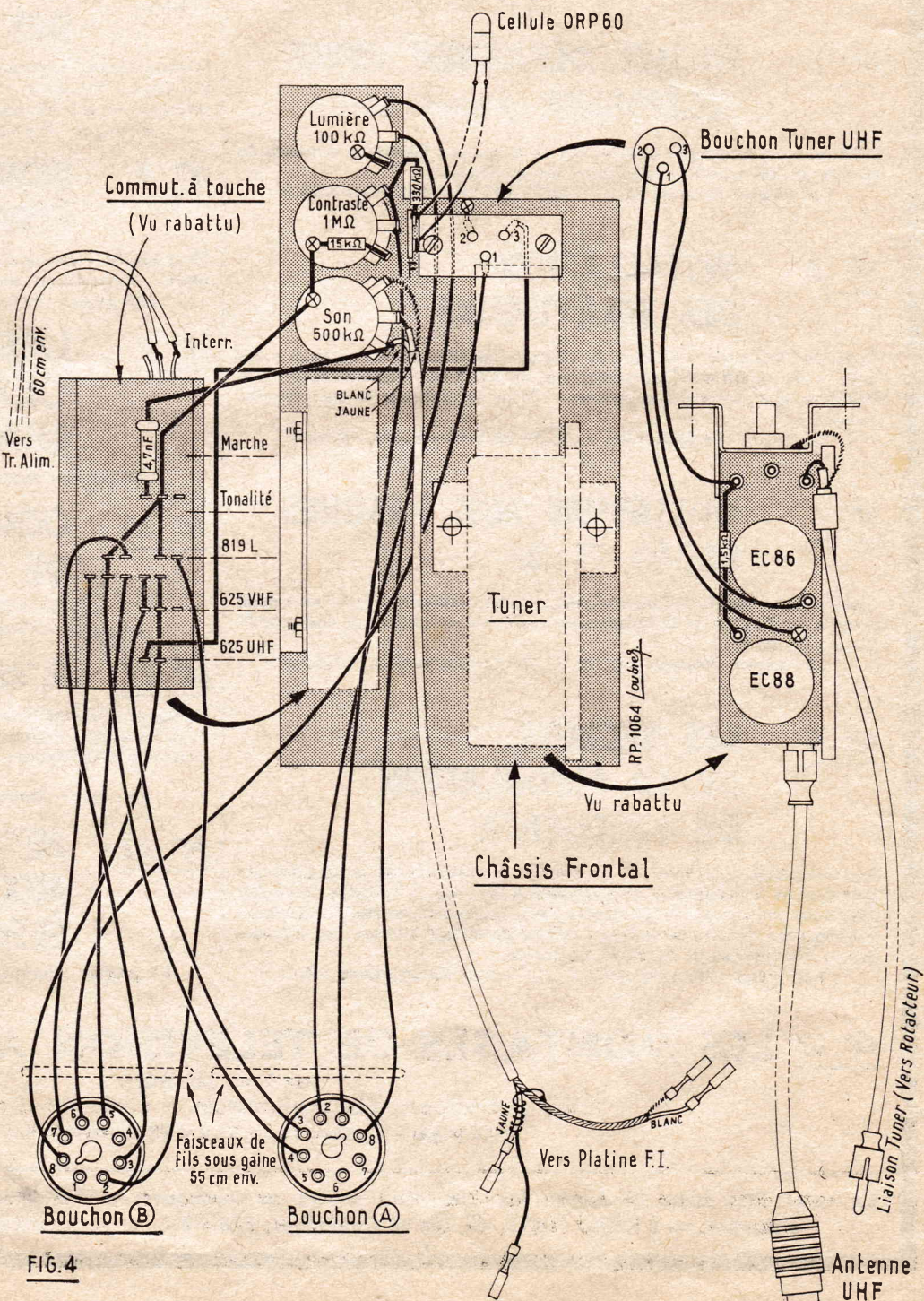


Fig. 4

Un ensemble émetteur-récepteur de télécommande

travaillant en onde modulée à fréquence BF accordée

Les émetteurs et récepteurs de télécommande que nous avons décrits jusqu'à présent travaillaient en onde entretenue pure. Ce procédé qui a pour lui la simplicité et qui dans la plupart des cas permet d'excellents résultats comporte néanmoins quelques inconvénients qui sont supprimés avec l'ensemble que nous allons décrire.

Tous ceux qui s'intéressent de près ou de loin au radio-guidage savent qu'il est réservé pour cela des fréquences d'ondes porteuses bien déterminées. La plus utilisée parce que la plus commode est la fréquence 27,12 MHz et c'est elle qui est adoptée sur les appareils que nous vous proposons. On est bien obligé de constater que cette bande étroite est très encombrée, ce qui donne lieu souvent à des interférences fâcheuses qui peuvent faire perdre le contrôle de l'engin télécommandé. Il n'est pas rare, sur un terrain où plusieurs radios modélistes opèrent, que ceux-ci soient astreints à attendre leur tour pour pouvoir émettre. Enfin en onde entretenue pure la réception, et par suite la commande, peuvent être perturbée par les parasites.

La solution que nous avons adoptée pour éviter que les ordres transmis soient perturbés par une émission étrangère consiste en un émetteur produisant une onde modulée à une fréquence BF de valeur bien déterminée et en un récepteur comportant un filtre BF sélecteur accordé sur la fréquence de modulation de l'émetteur. Dans ces conditions, il est bien évident que le relais du récepteur ne sera impressionné que par l'émission qui lui est destinée. Vous comprendrez qu'il serait bien extraordinaire que plusieurs opérateurs utilisent exactement la même fréquence porteuse et la même fréquence BF de modulations. Si on ajoute qu'un tel récepteur à filtre BF est insensible aux émissions en entretenue pure et très peu sensible aux parasites, on comprendra que les risques de perturbations sont pratiquement nuls.

On rencontre généralement des filtres BF accordés sur des récepteurs multicanal. Ils servent alors à sélectionner les ordres transmis. Bien que notre ensemble soit prévu pour fonctionner en monocal, son équipement avec un tel filtre correspond non pas à un luxe inutile, mais à un perfectionnement d'un grand intérêt.

Caractéristiques générales de cet ensemble.

L'émetteur et le récepteur sont entièrement transistorisés. De façon à faciliter le montage et à obtenir une très grande constance dans les performances, l'un et l'autre mettent en œuvre des circuits imprimés.

Comme nous l'avons déjà signalé, ils fonctionnent en monocal.

La fréquence porteuse est 27,12 MHz.

La fréquence de modulation est de l'ordre de 1 500 Hz.

Le récepteur comporte un filtre BF sélecteur.

Ses dimensions sont $7 \times 5 \times 3$ cm et son poids 70 g.

L'émetteur a une puissance de 280 mW.

Ses dimensions sont $13 \times 9 \times 7$ cm et son poids 750 g.

Sa portée est de l'ordre de 500 m.

Le schéma de l'émetteur.

Il est donné à la figure 1. L'étage oscillateur HF qui est équipé par un transistor AF118 est du type Hartley, montage qui fonctionne très bien sur les très hautes fréquences utilisées en télécommande. Le circuit oscillant qui détermine la fréquence de travail (27,12 MHz) est formé d'une self L1 accordée par un condensateur fixe de 100 pF en parallèle avec un ajustable de 25 pF, ce dernier servant à parfaire l'accord sur la fréquence désirée. A ce circuit oscillant est couplé un second formé de la self L2 accordée par un condensateur de 68 pF en parallèle avec un ajustable de 25 pF. Ce deuxième circuit oscillant sert à l'attaque de l'antenne. Vous voyez qu'une de

ses extrémités est reliée à cette dernière tandis que la seconde extrémité est réunie à la ligne - 18 V. La tension d'alimentation a en effet été portée à cette valeur de manière à accroître la puissance rayonnée et par suite la portée. Le fait d'attaquer l'antenne à l'aide d'un circuit accordé permet une adaptation parfaite de cette dernière et assure un transfert maximum d'énergie. En effet, ce qui compte dans un émetteur, c'est que le maximum de puissance passe dans le circuit antenne et soit rayonnée par cette dernière.

Le circuit oscillant d'accord comprenant la self L1 est branché entre le collecteur et la base de l'AF118. Du côté de la base la liaison se fait par un condensateur de 10 pF. L'alimentation collecteur se fait par une prise intermédiaire prévue sur la self L1. Cette prise étant comme vous le voyez reliée à la ligne - 18 V.

Le circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de température de 100Ω découplée par un condensateur de 25 nF. Dans le circuit base on a prévu une self de choc qui contribue à l'entretien des oscillations, mais évite également le passage de la HF engendrée dans le pont de polarisation, et dans le modulateur BF. Le pont de polarisation de base est formé côté + 18 V d'une résistance de $1\,000 \Omega$ et côté - 18 V d'une résistance de $10\,000 \Omega$.

Le modulateur qui, comme son nom l'indique, est chargé de produire le signal BF à 1 500 périodes destiné à moduler l'oscillation HF est un multivibrateur équipé par deux transistors OC74. Il n'est pas dans notre intention d'expliquer en détail le fonctionnement d'un multivibrateur, rappelons simplement qu'il s'agit d'un oscillateur de relaxation. Par suite du couplage particulier qui existe en eux, les transistors réagissent l'un sur l'autre. Ils débitent et se bloquent périodiquement et lorsque l'un d'eux débite l'autre est bloqué. Il en résulte qu'on peut recueillir dans les circuits collecteurs des courants en créneaux dont la fréquence dépend de la valeur des condensateurs et des résistances des circuits de base. Notre multivibrateur est constitué de la façon suivante : les circuits collecteurs des deux OC74 sont chargés par des résistances de $8\,200 \Omega$, les émetteurs sont reliés à la ligne + 18 V par une résistance commune de 470Ω découplée par un condensateur de 100 pF. La base d'un OC74 est reliée au collecteur de l'autre par un condensateur de 2,2 nF. Une liaison semblable existe entre la base du second

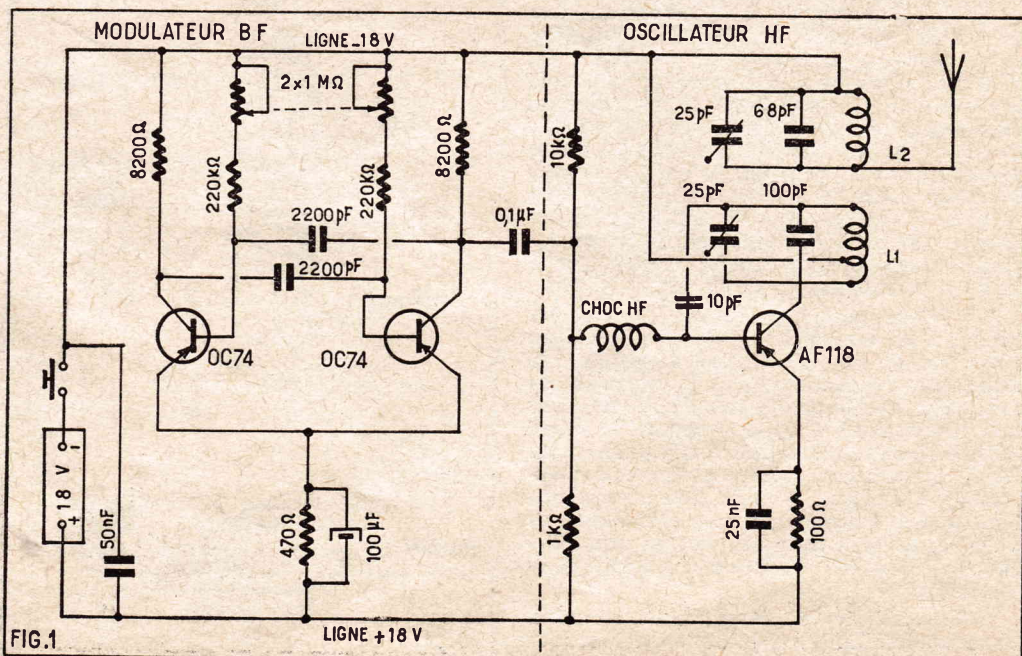


FIG.1

transistor et le collecteur du premier. Ces bases sont chacune reliées à la ligne — 18 V par des réseaux semblables. Ces réseaux sont constitués par une résistance de 220 000 Ω en série avec un potentiomètre de 1 M Ω monté en résistance variable. Il est évident que les potentiomètres qui, en pratique, sont jumelés, servent à régler la fréquence du signal modulateur. Ce signal relevé sur le collecteur d'un des OC74, est appliqué au circuit de base du transistor oscillateur HF (AF118) par un condensateur de 0,1 μ F.

La fréquence de modulation peut varier de 1 000 à 1 800 Hz. On est ainsi assuré de couvrir la fréquence d'accord du filtre BF du récepteur qui se situe vers 1 400 Hz.

Un bouton poussoir sert de manipulateur ; en le pressant, on ferme le circuit d'alimentation, et l'émetteur transmet son signal HF modulé. Lorsque le circuit d'alimentation de la pile est découplé par un condensateur de 50 nF la consommation du modulateur est de 6 mA et celui de l'oscillateur HF de 18 mA, ce qui fait une consommation totale de 24 mA.

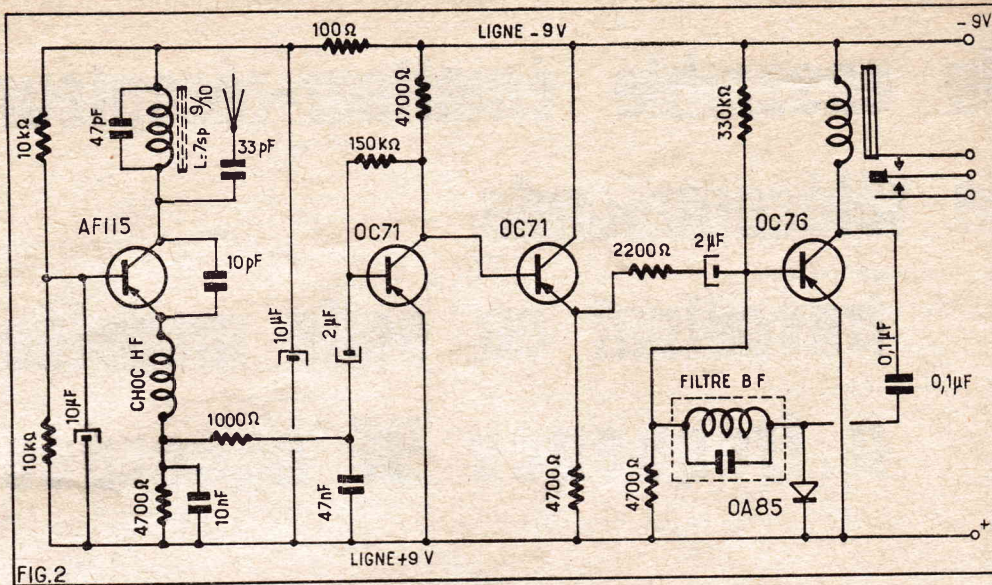
Le schéma du récepteur.

Il est donné à la figure 2. L'ensemble de ce récepteur est alimenté par une pile de 9 V. La partie réceptrice proprement dite est un étage détecteur superréaction. On sait que ce procédé de réception fonctionne parfaitement en VHF et surtout procure une sensibilité extraordinaire. Cette dernière est obtenue en faisant basculer à une fréquence ultra-sonore l'étage de part et d'autre du point d'accordage, ce qui provoque un désamortissement du circuit oscillant, qui se traduit par l'exceptionnelle sensibilité dont nous venons de faire mention.

Notre étage superréaction est équipé par un transistor AF115. Le circuit oscillant formé de la self L et d'un condensateur de 47 pF est placé dans le circuit collecteur. La self est à noyau réglable de manière à permettre l'accord sur 27,12 MHz. L'antenne est reliée au collecteur du transistor par un condensateur de 33 pF. Le couplage nécessaire à la production du régime oscillatoire est assuré par une self de choc insérée dans le circuit émetteur et par un condensateur de 10 pF placé entre émetteur et collecteur. La base du AF115 est polarisée par un pont formé par deux résistances de 10 000 Ω . Un condensateur de 10 μ F est placé entre cette base et la ligne + 9 V. La charge de ce condensateur par le courant de base en période oscillatoire et sa décharge à travers la résistance de 10 000 Ω bloque et débloque périodiquement le transistor, ce qui fournit la fréquence de découpage dont nous avons parlé plus haut. Le signal BF est recueilli aux bornes d'une résistance de 4 700 Ω placée dans le circuit émetteur entre la self de choc et la ligne + 9 V. L'alimentation de cet étage détecteur se fait à travers une cellule de découplage composée d'une résistance de 100 Ω et d'un condensateur de 10 μ F.

Un filtre composé d'une résistance de 100 Ω , d'un condensateur de 10 nF et d'un autre de 47 nF est destiné à éliminer la fréquence de découpage qui risquerait de perturber le fonctionnement. Ce filtre et un condensateur de 2 μ F transmet le signal BF à la base d'un transistor OC71 qui l'amplifie. Ce transistor à son émetteur relié directement à la ligne + 9 V. Son circuit collecteur est chargé par une résistance de 4 700 Ω . Sa base est polarisée par une résistance de 150 000 Ω placée entre elle et le collecteur.

A la suite de cet étage, nous trouvons un second OC71 dont la base est attaquée directement par le collecteur du premier.



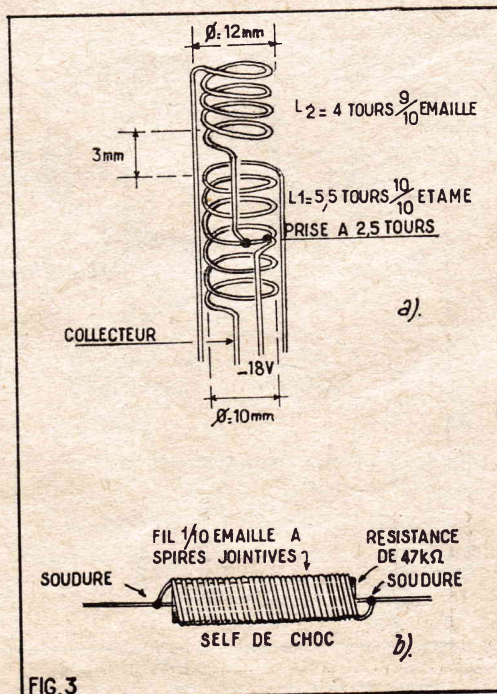
Ce transistor est utilisé en collecteur commun ; en effet, vous pouvez remarquer que cette électrode est reliée directement à la ligne — 9 V. La résistance de charge qui fait 4 700 Ω est placée dans le circuit émetteur. Le signal BF recueilli sur cette résistance de charge est transmis à la base d'un transistor OC76 à travers un condensateur de 2 μ F en série avec une résistance de 2 200 Ω . Cette base est polarisée par un pont constitué côté + 9 V par une résistance de 4 700 Ω et côté — 9 V par une résistance de 330 000 Ω . Le rapport de ce pont est tel que le courant collecteur au repos de l'OC76 est faible. L'émetteur du transistor est à la ligne + 9 V. Dans le circuit collecteur est inséré l'enroulement d'excitation du relais à commander. Entre ce collecteur et la base, nous trouvons un condensateur de 0,1 μ F en série avec le filtre BF. Ce filtre est un circuit bouchon constitué par une self réalisée sur pot magnétique et par un condensateur de 47 nF. Entre le point de jonction de ce filtre avec le 0,1 μ F et la ligne + 9 V, il y a une diode OA85.

Quel est le fonctionnement de cet étage ? Tout d'abord, rappelons qu'au repos le

courant collecteur est faible et insistant pour exciter le relais. Au moment la réception du signal envoyé par l'émetteur, ce dernier étant détecté par l'AF115, est amplifié par les deux OC71, atteint la base de l'OC76 qui l'amplifie encore. Le signal se retrouve donc dans le circuit collecteur. De là, il est transmis au filtre BF par l'intermédiaire du condensateur de 0,1 μ F. Si le filtre n'est pas accordé à la fréquence du signal BF, la tension appliquée à ces bornes est insignifiante et ne se passe pratiquement rien. Si, par contre, le filtre est accordé, comme il se doit sur la fréquence du signal BF, il se développe aux bornes une surtension importante. Cette tension est redressée par la diode OA85. Etant donné le sens de cette diode, le courant résultant de ce redressement provoque une chute de tension dans la résistance de 4 700 Ω du pont qui rend brusquement la base plus négative. Il s'en suit un accroissement du courant collecteur qui assure le collage du relais.

La consommation du récepteur à l'émission doit être de 3 à 4 mA. Elle passe à une valeur comprise entre 12 et 20 mA.

Réalisation pratique de l'émetteur.



On commence par réaliser les bobines. On doit apporter le plus grand soin à la confection, car c'est d'eux que dépend essentiellement la puissance rayonnée par suite la portée. Les détails de l'ensemble L1-L2 sont donnés par la figure 3. Pour réaliser L1 on enroule sur un mandrin de 10 mm de diamètre, 5,5 tours jointives de fil nu étamé de 10/10. On retire ensuite le mandrin et on espace les spires entre elles en passant entre chaque bout de fil une feuille de 15/10. On courbe les extrémités de l'enroulement comme il est indiqué sur la figure 3 et on soude la prise qui doit être au — 18 V à 2,5 tours de l'extrémité ira au collecteur.

Pour obtenir L2 on déroule à spires jointives sur un mandrin de 12 mm de diamètre 4 tours de fil émaillé 9/10. On retire le mandrin, car le bobinage doit être sur un support. On courbe et on coupe les extrémités comme il est indiqué sur la figure 3. On dénude les extrémités avec la lame d'un canif et on soude une sur la self L1 à côté de la — 18 V. Les deux selfs doivent alors être concentriques, elles doivent tourner dans le même sens et être espacées de 2 à 3 mm.

La bobine de choc est obtenue (fig. 3) en enroulant à spires jointives sur une résistance de 47 000 Ω du fil émaillé de manière à recouvrir entièrement le

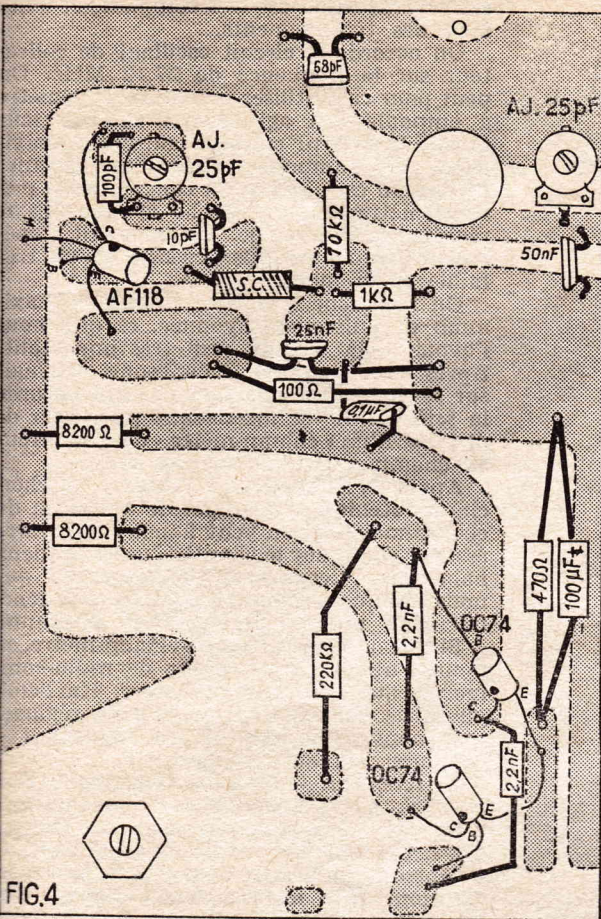


FIG.4

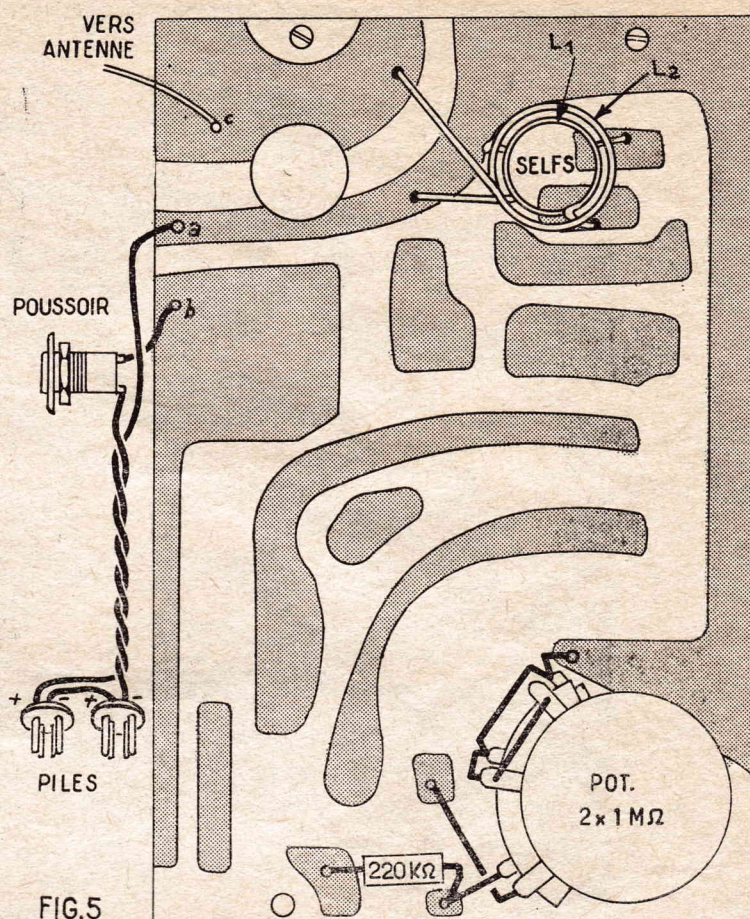
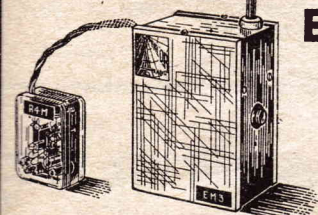


FIG.5

DEVIS
des pièces détachées et fournitures nécessaires au montage de l'ensemble :

ÉMETTEUR RÉCEPTEUR EM3/R4M



décrit
ci-contre

ÉMETTEUR EM3

Coffret métallique, module de circuits imprimés, antenne télescopique...
Traverse d'antenne, piles, bouchons 4 broches, bouton-poussoir...
Transistors, potentiomètre...
Résistances et condensateurs, fils et soudure, visserie...

35.00

Complet en pièces détachées..... 98.80

Livré en ordre de marche..... 145.00

(Tous frais d'envoi : 5.00.)

RÉCEPTEUR R4M

Coffret plastique, module de circuits imprimés, mandrin isolant...
Relais sensible, filtre BF...
Transistors et diode...
Résistances et condensateurs, fils et soudure...

8.45

32.50

30.00

12.05

Complet en pièces détachées..... 83.00

Livré en ordre de marche..... 118.00

(Tous frais d'envoi : 3.50.)

Expédition contre mandat joint à la commande, ou contre-remboursement pour la Métropole seulement.

PERLOR-RADIO 16, rue Hérold
PARIS-1^{er}

Tél. CENTral 65-50 - C.C.P. PARIS 5050-96

de la résistance. On enduit le bobinage de colle ou de vernis cellulosique. Après séchage, on dénude les extrémités et on les soude sur les fils de la résistance.

Le montage de l'émetteur se fait selon les plans de câblage de la figure 4 et 5. On commence par fixer le potentiomètre double de $2 \times 1 \text{ M}\Omega$ sur le circuit imprimé ; le corps de cette pièce doit être situé côté câblage. Du même côté, on soude les selfs L1 et L2. On relie aux connexions de la plaquette imprimée les cosses des potentiomètres de ce côté du circuit, on soude aussi dans la position indiquée une résistance de $220\,000 \Omega$.

Sur l'autre face on dispose les deux condensateurs ajustables de 25 pF , la self de choc que nous avons réalisé, les différents condensateurs et les différentes résistances qui constituent les circuits de l'étage oscillateur et du modulateur. On termine l'équipement de la plaquette par la mise en place des transistors. Pour éviter les courts circuits, on pourra recouvrir les fils de sortie avec des morceaux de petit souplisso. Pour la soudure des transistors, il faut évidemment prendre les précautions d'usage afin d'éviter un échauffement exagéré des jonctions.

Lorsque la plaquette est entièrement équipée, on la fixe par deux petites cornières dans le boîtier métallique comme l'indique la figure 6. Sur un côté de boîtier on monte le bouton poussoir qui sert de manipulateur. Sur le dessus on fixe l'antenne télescopique qui, une fois développée, doit avoir une longueur de 1,25. A noter que lorsque cette antenne est rentrée, elle traverse le circuit imprimé par un trou prévu à cet effet. Pour terminer on effectue les liaisons de l'antenne du bouton poussoir et des bouchons de branchement des deux piles de 9 V.

Réalisation du récepteur.

La bobine de choc est obtenue de la même façon que celle de l'émetteur.

Comme pour l'émetteur, on commence par confectionner les selfs. La bobine de choc est obtenue de la même façon que celle de l'émetteur. La self d'accord est réalisée très simplement en bobinant à spires jointives sur un mandrin LIPA de 8 mm de diamètre 7 tours de fil émaillé 9/10. Le mandrin doit être muni d'un noyau en poudre de fer. Ce mandrin est fixé sur le circuit imprimé côté inverse de celui des connexions (voir fig. 7). De ce côté, on boulonne le filtre BF et le relais Gruner.

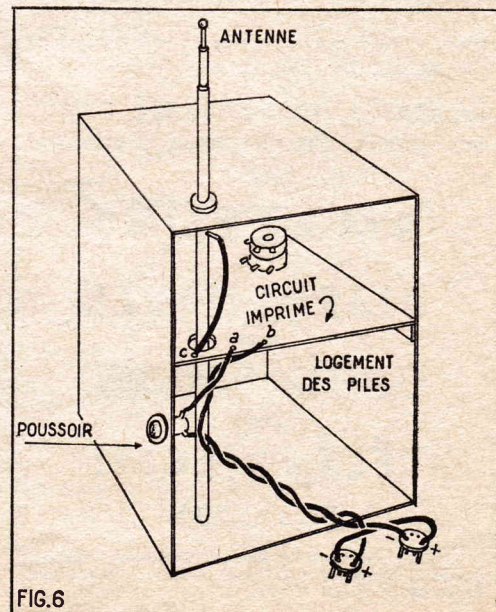


FIG.6



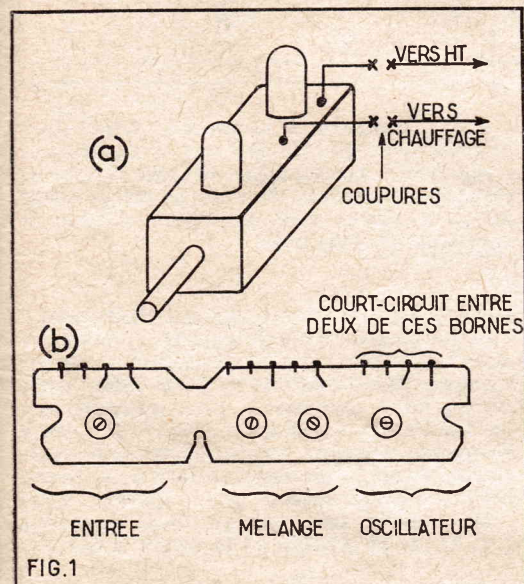
MÉTHODE D'ALIGNEMENT

par E. LAFFET

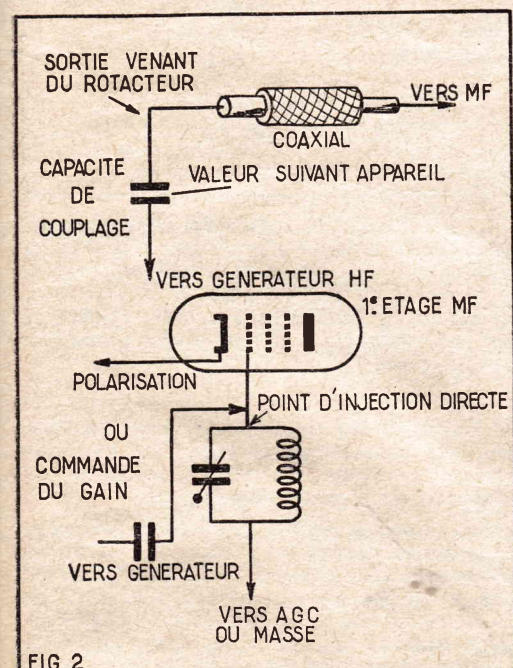
Étapes du réglage.

Nous avons pu mener à bon terme maintenant, toutes les vérifications, tant mécaniques qu'électriques et même électroniques et il ne reste plus qu'à régler les circuits l'un après l'autre. Pour cela, nous avons fait la sélection des appareils de réglage que nous comptons utiliser et nous avons également tiré nos plans pour le mode d'application des divers signaux.

Pour l'ensemble de ces opérations, nous



1. — Pendant toutes ces opérations d'alignement, il est préférable de mettre hors-circuit l'oscillateur, ce que l'on peut faire, soit (a) en coupant la haute et basse tension, soit (b) en court-circuitant la partie intéressée de l'une des barrettes du rotacteur.



2. — Le générateur peut être appliqué directement à la grille de commande (b) ou encore aux extrémités du coaxial après avoir débranché celui-ci du rotacteur.

disposerons d'un générateur HF que nous modulerons en une première étape, mais dont nous supprimerons la modulation interne, lorsque nous l'utiliserons comme marqueur de notre wobblateur ; ce dernier appareil est une telle évidence que nous ne nous attarderons à son sujet, tout juste pour rappeler que, par suite de diverses combinaisons entre la fondamentale fixe et l'oscillateur variable, nous couvrirons toute l'étendue des fréquences comprises entre la MF et la VHF, à l'exception des signaux de la bande IV, pour laquelle un système fort différent sera requis ; pour l'observation des résultats — enfin, de nos efforts — nous nous « contenterons » de l'oscilloscope qui remplacera, au cours de tout ce travail, fort avantageusement les voltmètres même du type électronique.

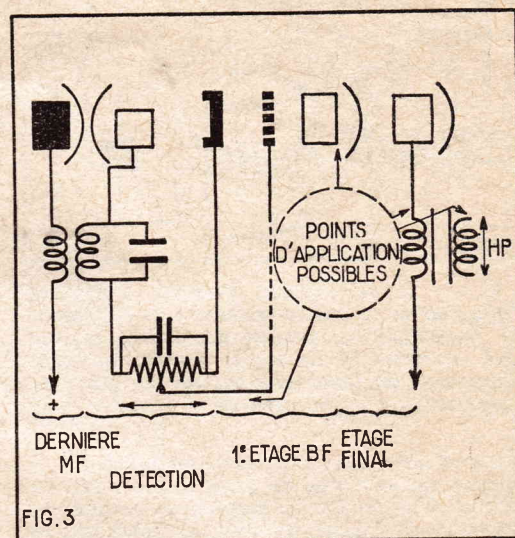
Réglage au générateur HF modulé.

Nous supprimons l'oscillation locale par l'une des méthodes classiques, soit en retirant la lampe oscillatrice de son support, soit en supprimant la haute (et même la basse) tension sur le rotacteur, (fig. 1) soit, dans le cas d'une alimentation en série, au moins, des filaments en créant un court-circuit momentané sur l'une des barrettes du rotacteur aux bornes mêmes du bobinage oscillateur. Si, par la force des choses — et par les caprices du montage considéré — on est amené à se contenter de l'une quelconque de ces solutions incomplètes, il ne faudra pas attacher trop d'importance à toutes sortes de manifestations acoustiques secondaires, telles que sifflements et « motor-boating » qui seraient dues à des réactions et couplages imprévisibles et d'ailleurs peu gênants.

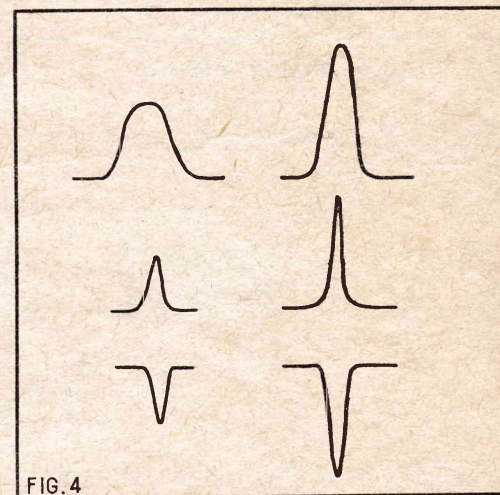
Le générateur sera branché de préférence — du moins dans cette première étape — à travers une faible capacité, (fig. 2) soit, à la sortie du câble coaxial qui rattache le rotacteur à l'amplificateur de la fréquence intermédiaire, soit directement à la grille de commande du premier étage, par l'un des modes de couplage magnétique indiqué précédemment. Nous admettons — ce qui se vérifiera dans la presque totalité des appareils de télévision en fonctionnement en France — que le son est reçu en modulation d'amplitude et que, par conséquent, aucune trace de système « inter-carrier » ne peut s'y rencontrer : dans cette hypothèse — nullement fortuite, répétons-le — l'extraction du son se fera très souvent tout près de l'entrée de la moyenne fréquence et, en appliquant notre générateur à cet endroit-là, nous ne risquons guère de pâtir d'une défaillance dans l'une ou l'autre des deux chaînes d'amplification.

Le générateur lui-même sera réglé sur la fréquence exacte prévue pour la MF-son, valeur qui, à quelques centaines de kilocycles près, se situera, dans la majorité des récepteurs, entre 39 et 40 mégacycles. Il sera peut-être tout juste nécessaire, en début de réglage, de s'écarter très légèrement de cette fréquence nominale, en se souvenant toutefois que la bande passante de cette section dépasse assez largement les valeurs, auxquelles nous pourrions être habitués en radio, puisque 200 Kcs ne constituent nullement une véritable exception.

Le choix du point de branchement de l'oscilloscope, directement à la sortie de la détection ou au contraire (figure 3) après le premier et même deuxième étage ampli-



3. — Suivant la sensibilité de l'oscilloscope et aussi le gain obtenu à la sortie de la MF, plusieurs points d'application sont possibles pour le branchement de l'oscilloscope.

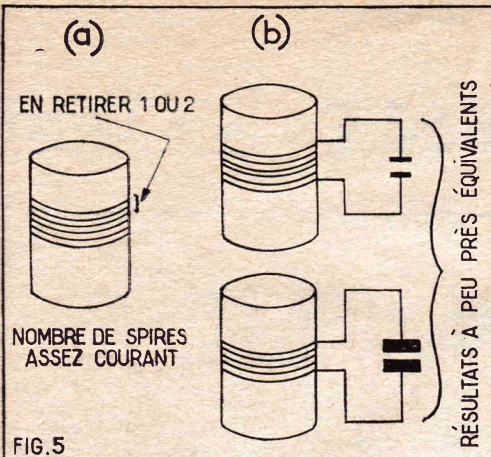


4. — Tout ce que l'on demande dans cette partie de l'alignement, ce sont des élongations différentes suivant l'étage envisagé ; la forme même de ce signal passe, pour l'instant, au second plan.

Le réglage de la basse fréquence, dépend surtout des caractéristiques, à la fois, de l'appareil de contrôle et du montage soumis aux réglages. Il est à supposer que l'un comme l'autre de ces dispositifs aura été prévu pour transmettre correctement, au moins, des fréquences aussi basses que celles que nous comptons rencontrer ici. De toutes façons, la seule performance que nous lui demandons pour l'instant, c'est de réagir de façon assez sensible et assez visible à toutes modifications de l'élongation du signal appliqué (fig. 4) ; nous ajouterons encore que c'est précisément à cause de cette seule réaction attendue que tout autre appareil de contrôle (out-putmètre, casque, etc) pourrait également fort bien convenir à ce stade de notre besogne.

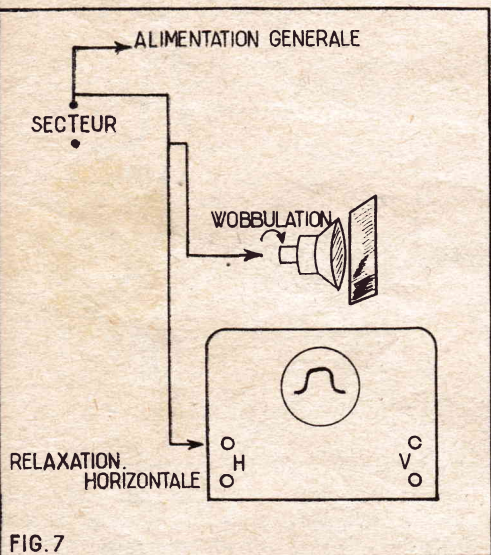
Toutes ces précautions étant prises, toutes ces particularités étant admises, nous n'aurons plus qu'à exécuter nos réglages en espérant rencontrer un mini-

(1) Voir les n° 190 et suivants de Radio-Plans.



5. — Il est souvent possible d'effectuer l'ajustage de la bonne fréquence de résonance en jouant sur le nombre des spires ou sur leur écartement ; de toutes façons, on peut compenser un léger manque de self par une augmentation de la capacité d'accord.

mum d'anomalies. Celles-ci ne pourront, à notre avis, être que de deux sortes : impossibilité d'atteindre la fréquence voulue ou difficulté d'obtenir un gain satisfaisant, si déjà nous travaillons à la bonne fréquence ; toutes deux seraient susceptibles d'être rencontrées dans un appareil neuf, qui vient tout juste de voir le jour, aussi bien que dans un récepteur en panne. Dans le premier cas, le circuit aurait été, toutes pro-



7. — Pour l'opération d'alignement à l'aide d'un wobbulateur on utilise la tension et la fréquence du secteur, aussi bien pour la wobbulation elle-même que pour la relaxation de l'oscilloscope.

portions gardées, mal calculé et, dans l'autre, l'une des spires aurait pu se mettre en court-circuit, le condensateur d'appoint et d'accord aurait pu varier sa valeur initiale et la lampe, enfin, qui se place bien en parallèle sur l'ensemble, aurait pu changer ses caractéristiques, d'elle-même ou par suite d'une modification des potentiels qui lui sont appliqués.

Il est relativement facile de déceler la cause exacte de l'incident en agissant assez simplement sur l'élément d'accord prévu (soit noyau du bobinage, soit condensateur d'accord) dont les réactions ne laissent guère de doutes. Si, dans tous les cas, il est évidemment préférable de remplacer une pièce défectueuse par une pièce d'origine, provenant du fabricant lui-même, nous ne

pouvons cependant nous empêcher de rappeler que, parfois, on peut se tirer d'affaire (figure 5) en ôtant une spire (ou une fraction seulement) ou encore en compensant une diminution de self par une faible capacité supplémentaire, si par exemple, on est allé trop loin dans l'opération précédente.

Nous supposons que tous ces malheurs possibles, auront été maîtrisés — et c'est d'ailleurs tout ce que nous pouvons faire par cette voie, après avoir envisagé les cas les plus défavorables — et nous pouvons passer maintenant au...

Réglage du son au wobbulateur.

Nous recherchons, surtout, la forme la meilleure de la courbe de réponse des circuits de la moyenne fréquence chargés d'amplifier le son et l'emplacement exact de la fréquence d'accord centrale du son sur la pointe même de la courbe de résonance (fig. 6).

De façon générale, à partir d'ici, il faudra — par suite des réactions inévitables d'un circuit sur un autre — envisager de revenir sans cesse sur des réglages déjà acquis, mais, en particulier, nous aurons à revoir le son à la fin des opérations, d'une part, pour vérifier que la largeur de l'embase de cette courbe ne débord pas sur la bande passante réservée spécialement à l'image et, d'autre part, pour ajuster l'effet réjecteur des circuits du même nom.

Bien que nous ayons à nous attarder davantage sur l'alignement de la chaîne-image, nous détaillerons, dès maintenant, les branchements à effectuer, puisque, aussi bien, ceux-ci restent valables dans les deux cas.

L'oscillateur local restera hors-circuit, tout comme dans l'emploi du simple générateur-HF ; le wobbulateur proprement dit prendra la place de ce dernier, mais si l'appareillage employé ne comporte pas de marqueur incorporé, c'est encore lui qui remplira cette fonction après suppression, toutefois, de sa modulation interne.

L'oscilloscope, lui aussi, comportera encore une section qu'il faudra absolument,

8. — On utilise la fréquence du secteur essentiellement pour permettre une relation de phase correcte et une linéarité acceptable.

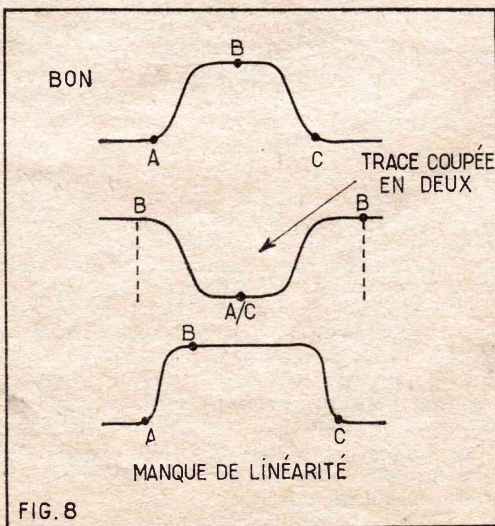


FIG. 8

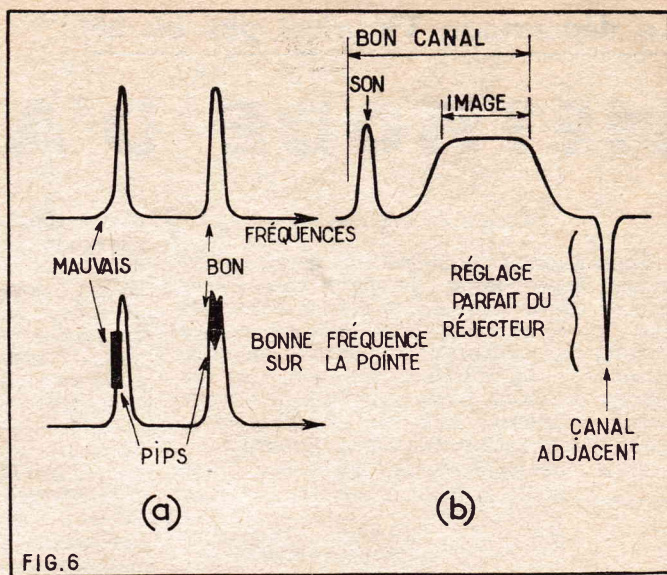


FIG. 6

6. — Il importe de mettre à la bonne place la fréquence même de MF-son et d'obtenir le « pip » à la pointe même de cette courbe de réponse ; de même, le réglage du réjecteur devra se faire, avec précision et avec le maximum d'élongation.

et dans tous les cas, supprimer également : c'est son relaxateur intérieur (fig. 7). Pour l'opération précédente, il était indifférent de savoir à quelle « vitesse » celui-ci travaillait, mais ici, en nous en passant, nous recherchons, en fait, trois résultats : obtenir la même fréquence pour la wobbulation et l'observation finale, respecter la relation de phase entre les deux signaux pour disposer, d'un seul coup et non pas en deux fractions (fig. 8), de la totalité de la bande passante,

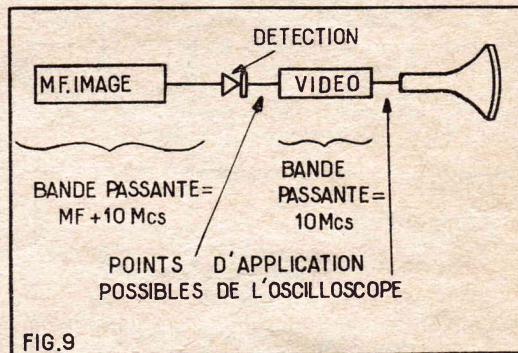


FIG. 9

9. — Suivant la sensibilité de l'appareil, on choisira le point d'application de l'oscilloscope, soit à la sortie de la détection, soit à la sortie de la vidéo ; dans ce dernier cas, cependant, il faudra tenir compte également des caractéristiques et des performances de l'ampli-vidéo.

et linéariser les deux traces pour ne pas tirer de conclusions erronées de l'emplacement de telle ou telle fréquence en l'absence de signaux marqueurs.

Nous serions moins affirmatifs que précédemment quant au choix du point de prélèvement des signaux observés (fig. 9) et cela, pour les raisons déjà envisagées, en les reprenant ici d'un point de vue strictement opposé. Ici, en effet, nous devrions nous montrer très prudents en supposant que la bande passante voulue s'attache tant aux circuits de l'oscilloscope qu'à celui que nous chargeons plus particulièrement de l'amplification des tensions de la vidéo. Entendons-nous bien : il serait absurde de croire cette vidéo incapable d'amplifier



le transfo image et on câble le transfo de HP (voir fig. 3).

On peut alors souder les condensateurs et résistances afférents au relais. On établit les liaisons du transfo THT. Par un fil blindé on relie le point 3 de ce transfo à une cosse du relais E. Sur ce relais on soude la résistance de 22 000 Ω et les condensateurs de 1 nF et de 150 pF. L'autre cosse de ce relais est connectée au point C de la platine FI. On relie les points O et P de cette platine au circuit imprimé « Comparateur de phase et multivibrateur ». Sur le support EL36 on soude à la broche 4, la résistance bobinée de 5 000 Ω et le condensateur de 0,1 μ F.

On peut alors effectuer les liaisons du bloc de déviation et du support du tube. Notre intention n'est pas de donner une description point par point du câblage, ce qui serait inutile et fastidieux, mais nous nous efforçons de définir les grandes étapes de ces opérations.

Sur le petit châssis qui est représenté à la figure 4, on monte les potentiomètres « Lumière », « Contraste », « Son », le commutateur à touches, la prise d'alimentation du tuner et le tuner UHF lui-même. Enfin on établit les liaisons qui sont indiquées sur ce plan de câblage. Les bouchons A et B qui sont reliés, l'un au commutateur et l'autre aux potentiomètres par des cordons souples s'adapteront dans les prises correspondantes du châssis principal. La cellule d'ambiance ORP60 est branchée sur le relais F.

Mise au point.

Avant la mise en service il faut s'assurer que le fusible du transformateur est bien dans la position correspondant à la tension du secteur. On branche chaque antenne. Si le secteur est instable on aura intérêt à employer un régulateur.

Avant la mise au point on règle les potentiomètres à mi-course. Le tube étant momentanément débranché on vérifie les tensions aux différents points du montage. On s'assure de la production de la THT en essayant de tirer un arc en approchant la corne THT du châssis pendant un court instant.

Le tube rebranché, on met le rotacteur dans la position correspondant au canal convenable. On doit alors obtenir la réception du son. Par le réglage fin on cherche à obtenir ce dernier avec le maximum de puissance. L'image doit alors exister sur l'écran mais n'est certainement pas cohérente. On commence par l'immobiliser dans le sens vertical en agissant sur le potentiomètre « Fréq. V ». La meilleure position de ce potentiomètre est celle qui procure l'arrêt de l'image montante.

On procède ensuite au réglage de l'image dans le sens horizontal. Le poussoir 819 lignes étant enfoncé on effectue le réglage sur une émission très affaiblie à l'aide du potentiomètre de contraste et au besoin par l'emploi d'un atténuateur. On court-circuite la self pilote du multivibrateur et on agit sur le potentiomètre de « Fréquence 819 » pour stabiliser l'image au mieux. Ensuite on décourt-circuite le circuit volant et on stabilise à nouveau l'image en réglant le noyau de la self. Il reste à déterminer la meilleure position du potentiomètre « Fréq. 819 » permettant :

1° Le raccrochage automatique du comparateur.

2° L'atténuation et la disparition de la bande laiteuse légèrement visible à gauche de l'image.

Pour cela on ajuste ce potentiomètre pour avoir la largeur minimum de cette bande sans décrochage de l'image. Ensuite on appuie successivement sur les touches 625 et 819 lignes pendant cette manœuvre

Comment obtenir :

UN RELIEF INSTRUMENTAL AVEC N'IMPORTE QUEL DISQUE

Principe.

Partant du principe que tout morceau musical est composé avec plusieurs instruments jouant suivant des notes aux fréquences différentes, il est possible de réaliser un filtre séparateur à la sortie du signal d'un bras de tourne-disque. Ce filtre ayant pour but de diviser les notes suivant deux canaux, l'un correspondant aux sons graves, l'autre aux sons aigus. Certains instruments ne jouant qu'à des fréquences précises, il est alors possible de les isoler par rapport aux autres.

Réalisation.

Ici, on utilise l'ampli d'un électrophone dont la première lampe amplificatrice est une 6AV6, et l'ampli son d'un téléviseur dont la première amplificatrice est une EBC49. L'ampli de l'électrophone constituant le canal des graves et l'ampli du téléviseur, celui des aigus, on réalise le filtre suivant (fig. 1).

On peut, bien entendu, utiliser n'importe quels autres amplificateurs BF, ceux que nous indiquons sont donnés comme exemple.

l'image doit rester stable dans le cas contraire on tourne légèrement le potentiomètre et on recommence l'essai jusqu'à ce que l'image se rétablisse automatiquement.

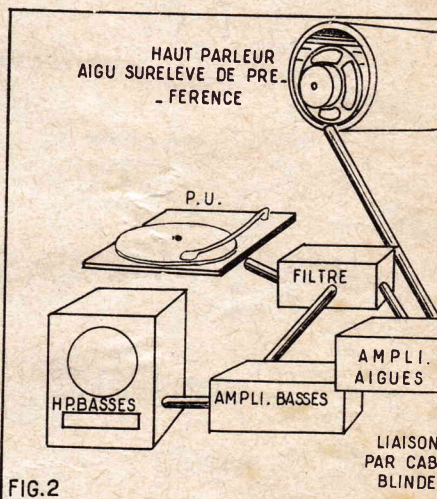
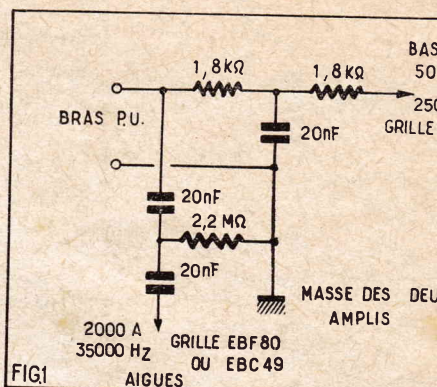
On règle ensuite l'amplitude verticale de l'image à l'aide du potentiomètre correspondant. L'image se déplie surtout vers le haut. On règle ensuite la linéarité par le potentiomètre convenable. L'image se déplie surtout vers le bas. Ces deux réglages réagissant l'un sur l'autre, il convient de les retoucher successivement plusieurs fois jusqu'à ce que le résultat soit impeccable.

Il arrive que pour obtenir une image semblant correcte on se trouve devant un décalage de celle-ci par rapport au tube. Il faut alors faire intervenir les aimants de cadrage qui se trouvent sur le bloc de déflexion. A l'arrière de ce bloc il y a 2 anneaux à 3 cordes. Si on fait tourner ces anneaux, un agit dans le sens vertical et l'autre dans le sens horizontal. Ce qui permet de cadrer parfaitement.

Il existe également sur le bloc de déflexion 4 aimants de correction. En cas d'effet de tonneau on corrige la forme de l'image en faisant tourner les aimants cylindriques de droite et de gauche et en faisant glisser leur support. Si au contraire on constate un effet de coussin il faut pour le corriger incliner les aimants du haut et du bas.

Le réglage en 625 lignes UHF se fait en accordant le tuner par son bouton de commande sur le maximum de son. On agit ensuite sur le potentiomètre « Fréquence 625 ».

Le réglage terminé il ne reste plus qu'à monter l'appareil dans l'ébénisterie. Le châssis de la figure 4 et le HP sont fixés sur la face avant de l'ébénisterie. Le châssis principal est monté sur des pivots vissés sur le panneau inférieur. Enfin nous donnons en annexe de la figure 3 le détail de la fixation du tube image.



Les hauts-parleurs graves sont séparés de ceux des aigus d'environ 5 mètres, sont logés dans des enceintes acoustiques favorisant leurs fréquences respectives. En particulier le haut-parleur des aigus est installé à l'entrée d'une enceinte constituée par un cylindre en métal de 80 cm de diamètre et de 25 cm de hauteur, qui a un effet d'écho. Il faut signaler aussi que le haut-parleur est assez directif (fig. 3).

Résultats.

Les résultats sont surprenants et tendus, surtout avec le matériel tout à fait ordinaire qui a été utilisé.

Pour les disques modernes, exotiques, folkloriques, on entend la batterie, les cymbales et les maracas d'un côté et le accompagnement sur l'autre canal avec un contraste 100 %.

Pour les disques classiques, il en est de même, par exemple, les violons favorisés par un canal, tandis que l'autre favorise le piano. On obtient un effet de relief avec séparation des instruments saisissant.

Le point important est que ce procédé ne nécessite aucun disque spécial, les disques de commerce conviennent, il est seulement recommandé d'utiliser des disques de qualité supérieure Haute Fidélité, afin d'éviter dans les aigus le relâchement des bruits du sillon.

A. BARAT.

Georges KLIMOFF

Convertisseur à transistors

couvrant les bandes 40 et 15 m

par A. JOUBERT

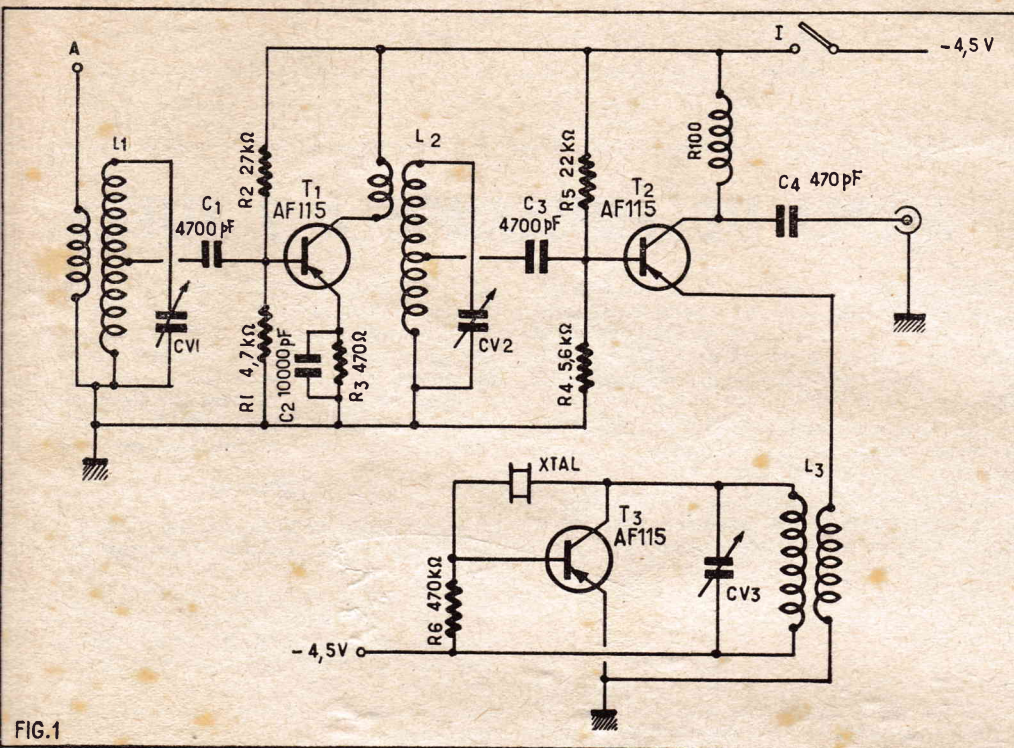


FIG.1

Ce convertisseur comprend 3 transistors AF115, il est piloté par quartz et donc très stable.

L'appareil comporte deux particularités :

1. Il couvre les fréquences s'étendant de 6 à 22 MHz sans aucun « trou » ;
2. Il peut être branché devant n'importe quelle moyenne fréquence variable, et cela

simplement en choisissant le quartz approprié.

Ce convertisseur comporte beaucoup de similitude avec l'excellent appareil décrit par A. Carcouchet dans *Radio-Plans* de juin 63, et comment pourrait-il en être autrement ?

On remarquera l'adjonction d'un étage haute fréquence qui améliore grandement la sensibilité.

De plus le circuit accordé que l'on trouve d'ordinaire dans le circuit collecteur du transistor mélangeur a simplement été remplacé par une self d'arrêt type R100. Cela permet d'utiliser une moyenne fréquence variable quelconque, et c'est un grand avantage lorsqu'on veut expérimenter l'appareil devant plusieurs récepteurs, BCL en PO ou GO et récepteurs surplus.

La fréquence des étages HF et mélangeur est commandée par un seul CV double de deux fois 490 pF qui permet la réception des gammes 40, 20 et 15 avec une seule bobine par étage. En rendant interchangeables les bobinages la réception de toutes les fréquences décimétriques serait possible avec seulement six bobines. Il suffirait de munir les bobinages de culots à broche, comme dans la réalisation d'A. Carcouchet. Néanmoins j'ai préféré m'en tenir à une solution plus simple, qui permet de recevoir malgré tout la grande majorité des bandes amateurs.

Les trois bobines sont identiques, elles comportent dix spires de fil émaillé 8/10, bobinées sur un mandrin de 10 mm de diamètre, avec espacement égal au diamètre du fil. Les selfs de couplage sont formées de 5 à 6 spires de fil fin isolé sous plastique, bobinées directement sur les selfs accordées.

La prise de base pour T1 et T2 se fait à quatre tours côté masse.

Le CV HF mélangeur est d'un type tout-à-fait courant de deux fois 490 pF muni de trimmers. Il sera choisi de faible résiduelle pour permettre l'accord sur 21 MHz.

Le CV oscillateur est du même type mais à une seule cage. Il est possible de prévoir un seul CV commun à trois cages, en décalant la fréquence de l'oscillateur de la valeur de la MF. Néanmoins il faut alors abandonner l'idée d'utiliser le convertisseur devant plu-

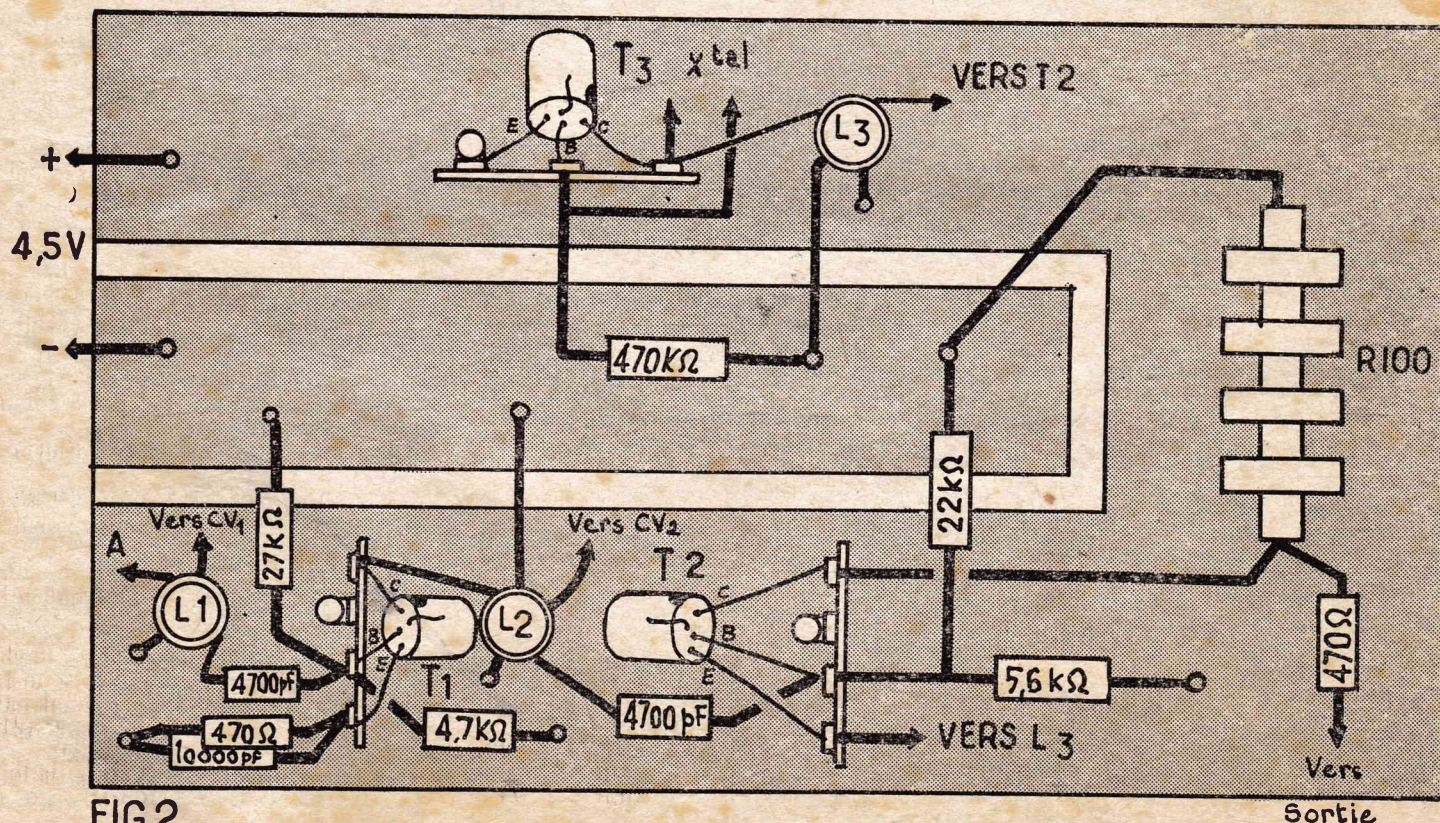


FIG.2

siieurs valeurs de moyenne fréquence variable.

Réalisation pratique.

Tous les composants ont été disposés sur une plaquette en copper-clad. On a réalisé une sorte de grossier circuit imprimé en découpant au canif un espace en forme d'U sur la plaquette — la partie extérieure étant reliée au + (fig. 2). La plaquette réalisée, il suffit d'y raccorder le support de xtal, et les CV.

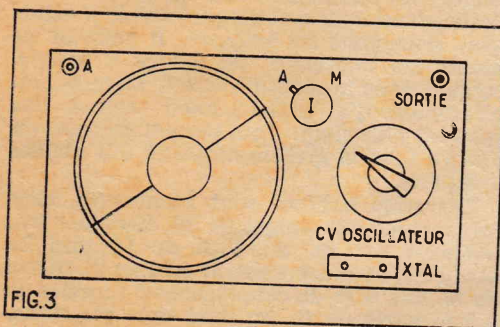
L'ensemble occupe un petit coffret entièrement blindé de $17 \times 11 \times 6$.

Le CV accord sera avantageusement démultiplié. Pour ma part, j'ai simplement adopté un grand cadran circulaire de récepteur à transistor.

Le réglage du CV oscillateur n'a rien de pointu et il sera muni d'un simple bouton flèche.

La pile utilisée est une 4,5 V de type standard, qui assurera un très long service.

La figure 3 montre l'aspect de l'appareil terminé.



Réglage et étalonnage.

Il est avant tout nécessaire d'étalonner les circuits pour placer approximativement les CV sur une fréquence donnée, la meilleure position étant définie plus tard à la réception.

L'étalonnage de l'oscillateur se fera très facilement à l'aide d'un grid-dip. On pourra également utiliser un BCL ou mieux un récepteur de trafic, en vérifiant le renforcement de l'oscillation sur la fondamentale et le double ou le triple de cette fréquence.

Pour l'étalonnage des circuits d'accord sans grid-dip, il suffira d'utiliser un BCL muni d'une gamme OC.

Le convertisseur étant relié à la prise antenne du poste, quartz non branché, le récepteur étant réglé sur une station de longueur d'onde connue, on constatera une grande amélioration de la réception pour une certaine position du CV. Il suffit de déterminer ainsi plusieurs points, ce qui est facile, la gamme de fréquence reçue par un BCL étant à peu près identique à celle reçue par notre convertisseur.

Les réglages se font ensuite à la réception.

Exemple : réception de la bande 20 m sur un BCL en PO. Si nous choisissons la partie supérieure de la bande PO nous utiliserons un xtal de 6725 kHz par exemple.

Accordons tout d'abord le CV sur la graduation « 14 MHz », et le CV oscillateur aux alentours de $6725 \times 2 = 13450$ kHz.

En faisant varier le BCL de 900 à 550 kHz on entendra certainement une émission.

Agissons alors sur les trimmers du CV accord, puis réglons le CV oscillateur pour renforcer l'audition. Notre convertisseur est prêt pour une excellente écoute du 20 m.

Valeur des éléments.

T1 - T2 - T3 : AF115.

R2 : 27 kΩ.

C1 - C3 : 4 700 pF.

R3 : 470 Ω.

C2 : 10 000 pF.

R4 : 5,6 kΩ.

C4 : 470 pF.

R5 : 22 kΩ.

R1 : 4,7 kΩ.

R6 : 470 kΩ.

A. JOUBERT.

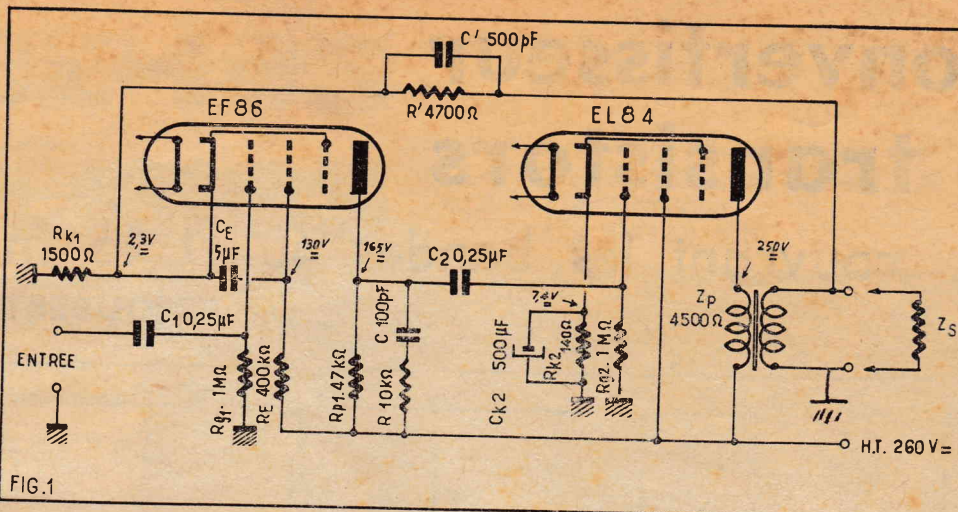


FIG.1

AMPLI DE PUISSANCE A 2 TUBES

Les études consacrées à la réalisation d'un amplificateur de puissance sont nombreuses ; à l'heure actuelle la tendance veut que l'on utilise le système « push-pull » pour réaliser un montage dit « haute fidélité ».

Cela suppose l'utilisation d'un minimum de trois tubes et la réalisation, toujours délicate, d'un déphaseur.

Le but de cet article est la description d'un amplificateur qui peut être qualifié de haute fidélité et ne nécessitant que deux tubes.

Description (fig. 1).

L'étage d'entrée est constitué par un tube EF86 faiblement chargé, (on remarque l'absence de découplage dans le circuit de cathode amenant ainsi une contre réaction d'intensité favorable à l'élargissement de la bande passante). Le second étage est formé d'un tube EL84 chargé normalement. La liaison entre les deux étages est réalisée par un circuit RC très long, ce qui permet la transmission des très basses fréquences. Notons aussi que la résistance de cathode du tube V2 est énergiquement découplée par un condensateur de 500 μF.

Ce qui caractérise cet amplificateur c'est son taux de contre réaction élevé. On bénéficie ainsi d'une large bande passante et on amortit considérablement les pointes de résonance de la bobine mobile du haut-parleur. Naturellement avec un tel taux de contre réaction, l'amplificateur risquerait d'être instable s'il n'avait pas été mis au point sérieusement à l'aide d'un générateur de signaux sinusoïdaux et rectangulaires et d'un oscilloscope.

A cet effet des dispositifs de rattrapage de phase, déterminés expérimentalement, sont nécessaires pour que la rotation de phase demeure dans des limites acceptables. Ces dispositifs sont constitués par la cel-

lule RC ($R = 10$ kΩ et $C = 100$ pF) placée dans la liaison entre les deux étages et la capacité C' ($C' = 500$ pF) en parallèle sur la résistance R' constituant avec la boucle de contre réaction.

Ainsi constitué cet amplificateur possède de remarquables propriétés qui vont être révélées par les résultats des mesures.

Mesures.

1. Réponse de l'amplificateur en fonction de la fréquence pour une puissance de sortie de 1 W.

Ainsi qu'en témoigne la courbe (fig. 1) la bande passante est très large puisqu'elle s'étend de 20 Hz à 90 kHz. Une légère pointe de résonance se manifeste aux environs de 50 kHz mais elle n'est gênante car elle se trouve au-delà du spectre acoustique.

2. Gain en tension et puissance de sortie maximale.

— Gain en tension 3,5.

Il est faible car le taux de contre réaction est élevé.

— La puissance de sortie maximale, sans distorsion, que peut délivrer cet amplificateur est de 3,5 W pour une tension d'entrée efficace à l'entrée.

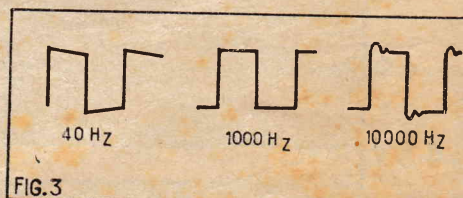


FIG.3

3. Mesure de l'impédance de sortie.

$Z_{\text{sortie}} = 0,5 \Omega$, ce qui correspond à un facteur d'amortissement de 9. Valeur relativement importante et qui reflète la qualité de l'amplificateur.

Nota : les mesures 2 et 3 ont été effectuées à 1 000 Hz.

4. Comportement de l'amplificateur en régime transitoire.

Signaux rectangulaires observés à la sortie de l'amplificateur, respectivement à 40 Hz, 1 kHz et 10 kHz.

Les oscillogrammes sont probants et confirment l'excellent comportement de l'amplificateur en régime transitoire.

Nota : Pour toutes ces mesures la charge était constituée par une résistance de 4,7 Ω. En fonctionnement normal un haut-parleur GE-GO du type supersoucoupe (21 cm) conviendrait parfaitement.

Le transformateur de sortie est le modèle TV 101 d'Audax.

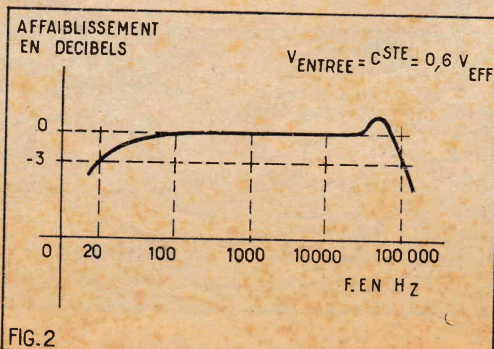


FIG.2

BASES DE TEMPS POUR DÉVIATION VERTICALE

par N.-D. NELSON

Généralités

La base de temps destinée à produire la déviation verticale du spot (en abrégé base de temps verticale) peut comprendre dans la technique des transistors, les parties suivantes :

- 1° Le circuit d'entrée auquel on applique le signal de synchronisation ;
- 2° Le circuit oscillateur ;
- 3° Le circuit « driver » étage intermédiaire entre l'oscillateur et l'étage final. Le driver n'existe pas généralement dans la base de temps verticale à lampes.
- 4° Le circuit final de puissance fournissant à la bobine de déviation verticale, le courant nécessaire.

Le signal de synchronisation provient d'un séparateur suivi d'un circuit RC met-

tant en évidence le signal synchro image, se produisant à la fréquence de 50 Hz. Le circuit RC est généralement un circuit intégrateur. La manière dont ce signal synchro est appliqué à l'oscillateur dépend du type de ce dernier. Le plus souvent, l'oscillateur de base de temps verticale est un blocking, les autres systèmes notamment les multivibrateurs, bien qu'ayant fait l'objet de réalisations expérimentales ayant donné de bons résultats, semblent abandonnés actuellement au seul profit du blocking.

On remarquera que c'est le contraire qui est vrai dans les montages à lampes, où le blocking est délaissé au profit des multivibrateurs.

L'étage blocking.

L'oscillation s'obtient à l'aide d'un transistor et d'un bobinage transformateur-oscillateur à deux ou trois enroulements. Dans tous les cas, deux enroulements constituent le bobinage d'oscillation proprement dit et le troisième est l'enroulement auquel on applique le signal de synchronisation.

L'avantage apporté par le troisième enroulement est qu'il permet d'utiliser les impulsions synchro de sens positif ou négatif, le sens de son branchement étant effectué en conséquence.

Lorsque le bobinage blocking ne possède que deux enroulements, le signal synchro doit avoir une polarité convenant à l'électrode à laquelle on l'applique.

L'oscillation, dans un blocking, peut être obtenue en couplant les circuits de deux électrodes : collecteur et base (le plus répandu), oscillateur et émetteur, émetteur et base.

Lorsqu'on effectue le couplage tendant à obtenir l'oscillation bloquée qui caractérise le blocking, le sens des enroulements suit la même loi que celui des oscillateurs non bloqués.

Rappelons que les sens des enroulements sont inversés lorsqu'il y a couplage entre

collecteur et base, cas le plus fréquent, et restent les mêmes en couplant le collecteur avec l'émetteur ou la base avec l'émetteur.

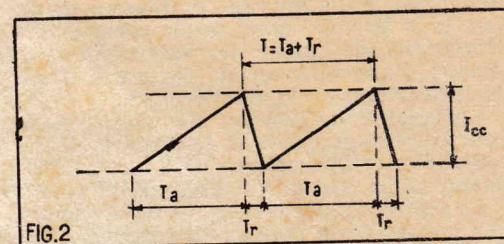
Lorsque les sens de branchement ne sont pas inversés, il est parfois possible de réaliser le bobinage avec un seul enroulement.

La figure 1 donne le schéma de l'un des montages blockings les plus récents, étudiés par Cosem pour un téléviseur bi-standard 8-9 VHF-625 UHF.

Il va de soi, toutefois, que la base de temps verticale, fonctionnant dans tous les standards européens, sur 50 Hz, est en principe indépendante du standard des émissions recevables, sauf en ce qui concerne la synchronisation dont les circuits séparateurs peuvent présenter des différences conditionnées par les signaux d'image fournis dans chaque standard.

Principe de fonctionnement.

La déviation verticale s'obtient en faisant passer dans des bobines de déviation correspondantes, un courant variant suivant une loi proche de celle en dent de scie. La variation est linéaire pour de faibles



angles de déviation mais doit être corrigée, d'après une loi dite en S, pour le grands angles de déviation comme c'est le cas actuel des tubes 110-114°.

Pour simplifier, supposons pour le moment qu'il s'agit d'une variation linéaire de courant comme celle de la figure 2 sur laquelle on a indiqué : T = période = 1/50 seconde dans les standards européens, T_a = période partielle d'aller, T_r = période partielle de retour, I_{cc} = variation totale du courant de déviation verticale.

La bobine de déviation verticale, partie intégrante du bloc de déviation image et lignes, se compose en réalité de deux demi-bobines qui, d'après leur conception et d'après celle de l'étage final, sont montées en parallèle ou en série, dans les deux cas, dans un sens de branchement tel que les champs créés par les demi-bobines produisent une déviation du rayon cathodique dans le même sens.

Soit L le coefficient de self-induction et R la résistance de la bobine de déviation verticale.

Le courant i traversant cette bobine a l'allure indiquée par la figure 2.

Dans un circuit L-R, la constante de temps qui se mesure en unités de temps, est L/R . Il faut que L/R soit négligeable devant T_a .

Pendant la période d'aller T_a , la tension aux bornes de la bobine est sensiblement égale à :

$$v = R i$$

autrement dit, elle est sensiblement la même que celle qui se serait produite uniquement par chute de tension dans la résistance R de la bobine.

Pendant le retour, la tension due à la bobine n'est pas négligeable, au contraire, c'est elle qui a la valeur presque totale de la tension. On a, pendant le retour :

$$v = L \frac{di}{dt} = L \frac{I_{cc}}{T_r}$$

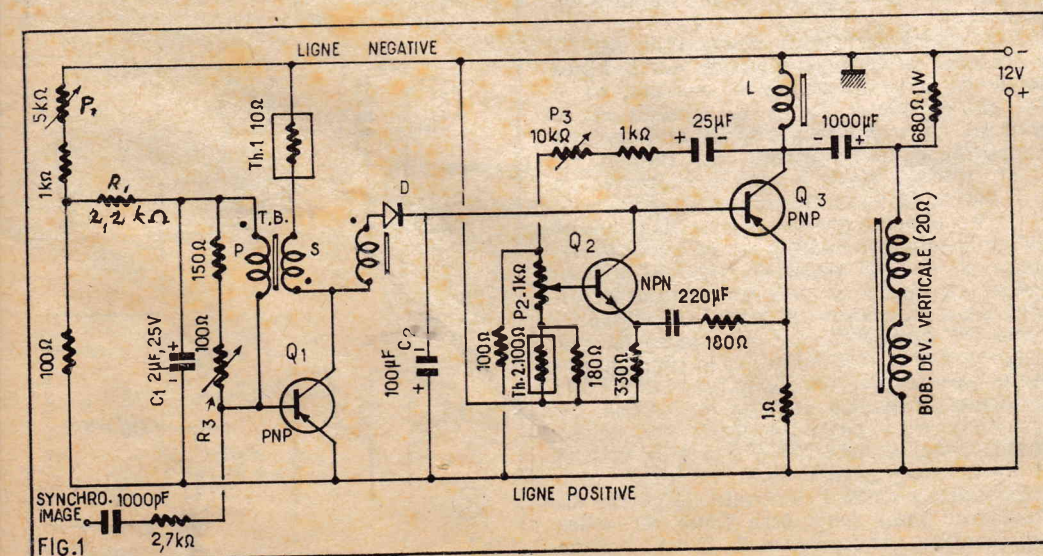
di/dt étant la dérivée de i par rapport au temps t , i étant une fonction linéaire du temps comme le montre la figure 2 dont l'aller et le retour sont des droites.

La puissance dissipée dans la bobine est :

$$P_0 = R \frac{I_{cc}^2}{12}$$

I_{cc} étant comme on le voit sur la figure 2 la différence entre le maximum et le minimum de i .

Il va de soi que cette variation I_{cc} doit être telle que la déviation du spot sur l'écran soit au moins égale à la hauteur



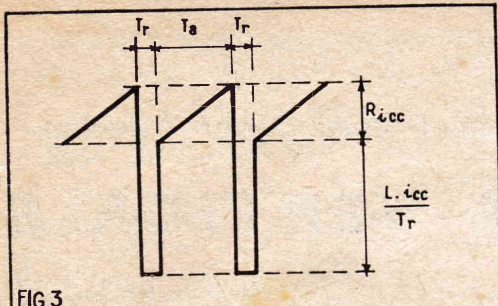


FIG.3

de l'image TV à obtenir, pratiquement un peu plus grande pour tenir compte des dispersions, de l'usure des variations de la tension d'alimentation et, comme il s'agit de transistors, de la température.

La réserve de courant de déviation ne doit pas être exagérée et on prévoit divers dispositifs compensateurs des facteurs influençant la valeur de l'amplitude de i .

La figure 3 montre la forme de la tension aux bornes de la bobine. Cette tension est en dent de scie, avec, pendant les retours, de fortes impulsions négatives dues à la composante selfique du bobinage.

Nous rappelons à la figure 4 la composition de la base de temps verticale. On voit que les tensions en dent de scie à la sortie de l'oscillateur et à la sortie du driver sont négatives et celles aux bornes de la bobine de déviation verticale, positives avec des impulsions négatives comme indiqué plus haut.

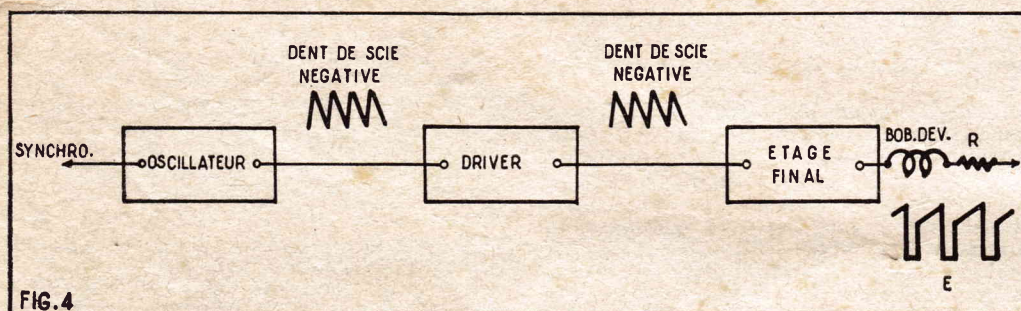


FIG.4

Le générateur de signaux.

Actuellement, la technique de la TV à transistors étant entrée dans le domaine industriel, on connaît, après dix ans d'essais expérimentaux, les avantages et les inconvénients des divers montages essayés.

Le blocking a été choisi parce qu'il est facile à synchroniser et stable. Il nécessite toutefois un bobinage.

Nous donnons à la figure 5 le schéma des éléments essentiels du blocking à couplage entre base et collecteur, l'émetteur étant « commun ».

La dent de scie obtenue à la sortie est « négative » autrement dit, pendant l'aller la tension décroît et pendant le retour elle croît.

Pendant l'aller C se charge exponentiellement, à travers R et se décharge dans le transistor, devenu conducteur, pendant le retour.

L'oscillateur doit produire une impulsion dont la durée doit être inférieure à T_r .

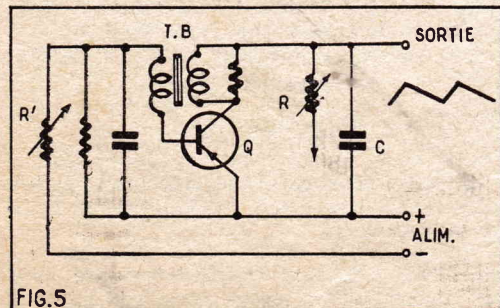


FIG.5

et ayant toutefois une valeur suffisante pour laisser C se recharger complètement.

La résistance R permet de régler l'amplitude tandis que la fréquence se règle avec R' . Il y a une forte dépendance d'entre ces deux réglages.

Un montage amélioré est donné par le schéma de la figure 6 qui indique l'emploi d'une diode D montée directement entre le collecteur et le point commun de R et C .

Dans ce montage, C se décharge direc-

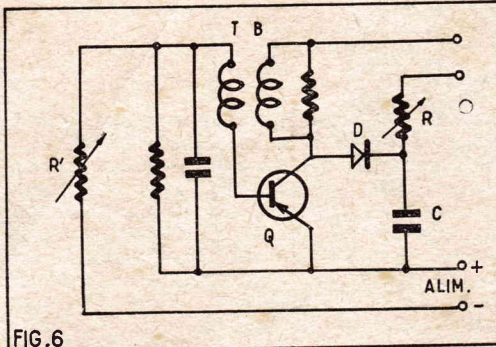


FIG.6

tement dans le transistor sans passer par l'enroulement de collecteur, la diode devenant conductrice pendant le retour, ce qui se produit lorsque l'anode est positive par rapport à la cathode.

Pendant l'aller, la diode est non conductrice et isole le transistor du circuit RC intégrateur, producteur de la tension en

de déviation insérée directement dans le circuit de collecteur. Rendement η 16,6 %, donc très bas. La composante continue traverse la bobine de déviation d'où nécessité d'un dispositif de recadrage.

En B, liaison par bobine d'arrêt et capacité. Le condensateur doit être de valeur très élevée. Le cadrage est assuré par un dispositif simple. Rendement 33 %.

En C, liaison par transformateur donne des résultats à peu près équivalents, n'y a plus de condensateur.

En D, montage classe B, push-pull, une seule sortie, rendement 66 %. Néanmoins toutefois, pour l'attaque, deux tensions en opposition a et b .

Pendant l'aller, la tension collecteur croissante, autrement dit elle est de moins en moins négative.

Le courant collecteur augmente en valeur absolue. On a vu sur la figure 3 que l'impulsion de tension pendant le retour est négative, ce qui rend le collecteur très négatif. Si l'impulsion était positive, la diode collecteur-base serait conductrice, ce qui allongerait le temps de retour.

La dent de scie appliquée à l'entrée du transistor final de déviation verticale, être, par conséquent, négative, afin d'avoir une tension positive à la sortie et une impulsion négative pendant le retour.

Fonctionnement pendant le retour.

On a vu (fig. 3) qu'en raison de la prépondérance pendant le retour d'une impulsion négative de tension apparaît. Elle est indépendante de la forme de la tension d'entrée pendant le retour.

L'indépendance de la sortie par rapport à l'entrée pendant le retour est due au fait qu'au début du retour, pendant un temps très court par rapport à T_r , la tension à la base devient nulle et le transistor bloqué, d'où la surtension sur le collecteur qui n'est plus qu'un point isolé du circuit du transistor. L'analogie avec le fonctionnement de la lampe finale d'une base temps ligne est évidente.

Pour éviter une trop forte impulsion de tension sur le collecteur, on use de différents procédés, dont l'un utilise une diode, l'autre un autre dispositif limiteur on fait alors à une résistance non linéaire nommée *voltage*, shuntant la bobine de déviation.

Linéarisation

On peut considérer que la linéarisation est obtenue en deux étapes :

1° Linéarisation du courant de déviation ce qui fera dévier le rayon cathodique à une vitesse angulaire constante.

2° Linéarisation du mouvement du

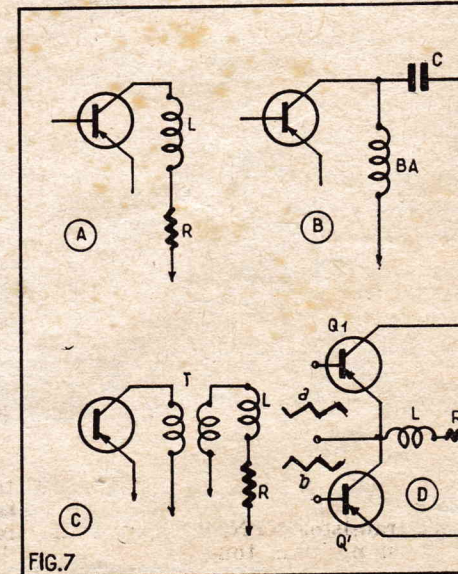


FIG.7

dent de scie. En raison de l'effet isolateur de la diode des réglages de fréquence et d'amplitude deviennent pratiquement indépendants et la stabilité en fréquence excellente.

Fonctionnement d'un étage de sortie.

Le schéma pratique le l'étage de sortie à transistor Q_3 est donné par la figure 1, à partir de la base de ce transistor.

Le fonctionnement de cet étage est intimement lié au circuit de collecteur de Q_3 comprenant principalement les bobines de déviation.

En raison du choix convenable de L , coefficient de self-induction de ces bobines et de R , leur résistance en continu, on a vu que pendant l'aller la tension et le courant (voir figures 2 et 3) augmentent linéairement en fonction du temps.

Au retour, c'est L qui prédomine, ce qui donne la forte impulsion négative.

On en conclut que l'étage final, pendant l'aller fonctionne comme un étage de puissance à charge résistive, qui peut être réalisé en classe A avec un transistor, ou bien deux transistors en push-pull classe B. Tous les dispositifs BF d'attaque de cet étage peuvent être adoptés, le plus simple étant par résistances-capacités, mais dans certaines bases de temps, on utilise un transformateur entre la sortie du driver (ou de l'oscillateur s'il n'y a pas de driver) et l'entrée de l'étage final.

La liaison entre l'électrode de sortie du transistor final peut être l'une de celles représentées sur la figure 7. En A, bobine

qui, dans un tube à écran plat, surtout si l'angle de déviation est grand, tend à augmenter de vitesse à mesure que le spot s'approche des bords de l'écran.

On effectue une correction dite en S ayant pour effet de rendre la vitesse angulaire du rayon plus petite vers les bords de l'écran.

La linéarisation doit aussi compenser la distorsion due aussi aux caractéristiques $I_e = f(V_b)$. Pour obtenir de résultat, on peut monter une résistance de valeur suffisante dans ce circuit d'émetteur.

Pour la courbe en S on montera un circuit de correction sur la base de Q_3 ou un circuit de contre réaction sélective de configuration appropriée. Passons maintenant à l'analyse du schéma de la base de temps.

Oscillateur blocking.

Le blocking à transistor Q_1 de la figure 1 comporte un transformateur TB dont nous donnons plus loin les caractéristiques. Les points indiquent les débuts des enroulements.

Le montage, dérive de celui à diode, figure 6. Les éléments qui déterminent la fréquence sont toutefois disposés dans le circuit de base. La diode joue le rôle isolateur comme indiqué.

Voici comment fonctionne ce blocking.

A la fin de la période de conduction du transistor, apparaît sur la bobine de collecteur une surtension U_c dont la valeur est déterminée par R_3 , résistance d'amorçage montée aux bornes de l'enroulement de base. Cette résistance R_3 se compose d'une résistance fixe de 150Ω et d'une résistance variable de 100Ω .

La surtension est transmise par le bobinage TB, en tant que transformateur, et la diode D au condensateur C_1 qui se charge. La tension de charge est égale à celle de la surtension multipliée par le rapport P/S (nombre de spires). Le transistor est alors bloqué et C_1 se décharge dans R_1 de $2,2 k\Omega$. La tension aux bornes de C_1 tend exponentiellement vers celle du point A.

Comme la tension dans l'enroulement P est nulle, le transistor étant bloqué, la tension émetteur à base est égale à celle aux bornes de C_1 .

Dès que le potentiel de la base par rapport à l'émetteur est suffisamment négatif, le transistor commence à conduire et très rapidement, l'impulsion sur le collecteur produit d'où, commencement du cycle suivant le fonctionnement.

Pour permettre l'action des impulsions synchro, on procède comme dans la technique des lampes.

La période, en oscillation non synchronisée, est réglée sur une valeur supérieure à celle de $0,02 s$ correspondant à $f = 50 Hz$.

Il en résulte qu'un peu avant la fin de la période « naturelle » d'aller, l'impulsion synchro négative, appliquée à la base, déclenche la conduction du transistor. L'impulsion synchro doit avoir une amplitude suffisante.

Remarquons que le transistor Q_1 étant un PNP, il est bloqué en rendant la base plus négative que normalement, par rapport à l'émetteur. Pour passer du blocage à la conduction, il faut rendre la base plus négative que précédemment, par rapport à l'émetteur, c'est-à-dire diminuer la tension entre collecteur et base.

Il faut, par conséquent, une impulsion négative pour déclencher la conduction. Sur la figure 1, le signal synchro étant appliqué à la base, il doit être à impulsions négatives.

Avec un transistor NPN, il aurait fallu une impulsion positive, tout comme pour

une lampe blocking dont la grille recevrait l'impulsion de synchronisation.

Remarquer aussi que les enroulements P et S du transformateur oscillateur blocking étant inversés si une impulsion d'un certain sens doit être appliquée à la base, une impulsion de sens opposé pourrait être appliquée au collecteur pour obtenir le même résultat, ce qui se fait dans la technique des blocking à lampes où l'on applique souvent une impulsion négative sur la plaque au lieu d'une impulsion positive sur la grille.

Enfin, comme nous l'avons dit plus haut, la présence d'un troisième enroulement permet d'utiliser un signal synchro de n'importe quelle polarité.

Il est donc inutile dans la plupart des cas, de prévoir un transistor inverseur pour le signal synchro, à moins que ce transistor ait un intérêt particulier à ajouter à celui présenté par l'inversion.

Revenons à l'oscillation du blocking. La durée totale de l'oscillation est égale, sensiblement, à la période de blocage, étant donné que la période de conduction correspondant au retour, est, et doit être, extrêmement petite.

Compensation de température.

La période de l'oscillateur, en oscillation libre, c'est-à-dire sans synchronisation, dépend de la température qui agit sur le courant de saturation des jonctions émetteur-base et collecteur-base qui accélèrent la décharge du condensateur C_1 (fig. 1) du dispositif générateur de tension en dent de scie. La température agit aussi sur le potentiel de déblocage V_{eb} .

Les deux influences de la température sur les conditions de fonctionnement peuvent être compensées. Celle de la variation de V_{eb} est faible, il suffit que l'amplitude de la tension d'impulsion synchro image soit de valeur suffisamment grande.

Pour le courant de saturation, on réalise la compensation à l'aide d'une thermistance $Th1$ (voir fig. 1 en série avec l'enroulement de collecteur du transformateur-oscillateur T.B.).

$Th1$ étant une résistance, sa valeur détermine le courant de crête dans le bobinage de collecteur à la fin de la période de conduction. Si la température augmente $Th1$ diminue, le courant de crête augmente et il en est de même de la surtension U_c aux bornes de cet enroulement et du potentiel de charge de C_1 qui est égal à $n^2 U_c$, n étant le rapport de transformation du transformateur TB.

L'augmentation du courant de décharge par le courant de saturation est ainsi compensé.

L'étage driver.

Sur le schéma de la figure 1, l'étage intermédiaire driver utilise le transistor Q_2 , un SFT type 522N. Le condensateur C_2 peut être considéré comme la capacité du bras shunt d'un circuit intégrateur, chargé par une résistance constituée par le transistor Q_2 . Cette charge se produit pendant l'aller. La tension aux bornes de C_2 étant polarisée comme l'indiquent les signes, la cathode de D devient négative par rapport à l'anode et la diode est bloquée. On dispose du potentiomètre P_2 pour ajuster le courant de charge de C_2 . En effet, P_2 modifie la tension de la base de Q_2 , donc le courant de collecteur.

Lorsqu'un transistor est monté en émetteur commun comme c'est le cas de Q_2 , sa résistance interne est élevée, et le courant dans une charge quelconque disposée dans le circuit de collecteur n'est déterminée

que par la tension de la base indépendamment de la tension de collecteur.

On retrouve ici l'analogie avec la pentode à vide qui est également une source de courant constant. Le courant plaque, en effet, ne dépend que de la polarisation de grille et pratiquement peu de la tension plaque.

La compensation de température du circuit C_2 est réalisée par le thermistance $Th2$ montée en série avec P_2 et agit par conséquent sur le potentiel de la base de Q_2 .

Lorsque la température augmente, la tension de la base par rapport à l'émetteur augmente, le courant de collecteur augmente et il en est de même du courant de charge de C_2 , d'où augmentation de l'amplitude pendant l'aller.

Au retour, C_2 se décharge à travers la diode, devenue conductrice, et le transistor Q_1 , conducteur.

Pour assurer la rapidité de cette décharge, il faut que la résistance dynamique de la diode et celle du condensateur C_2 soient faibles, ce qui est obtenu par le choix de la diode à pointe d'or SFD 122 Cosem et l'emploi d'un condensateur électrochimique au tantale. Ce type de condensateur a un coefficient de température faible.

A la fin de la décharge de C_2 , la tension aux bornes de ce condensateur doit être faible, car, l'examen du schéma montre que le pôle — de C_2 , le collecteur de Q_2 et la base de Q_3 sont réunis.

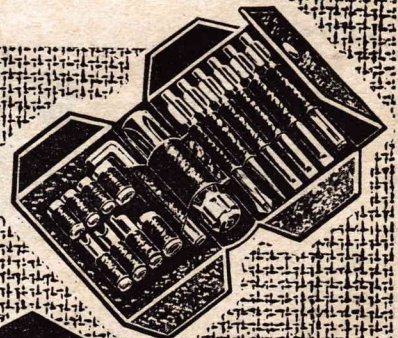
Dans notre prochain article, nous terminerons l'étude de cette base de temps en donnant des indications sur les bobinages et sur le choix des transistors et des diodes figurant dans le montage représenté par le schéma de la figure 1, étudié par M. Bovis, ingénieur du Laboratoire d'Application Cosem.

CH. G.

DÉPANNAGE

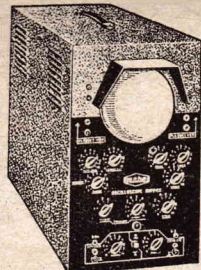
"D'un geste
empochez votre Trousette
- 16 outils en acier spécial traité
chromé
- Pour toute la visserie courante
- Manche isolant".

DEMANDEZ NOTICE T.14



Dyna

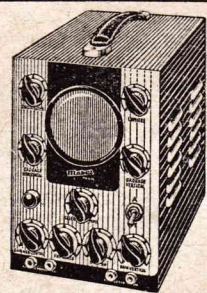
38, AV. GAMBETTA - PARIS 20^e - PYR. 98-50



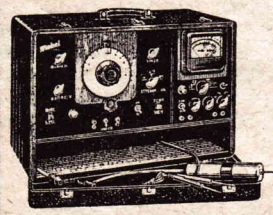
MABEL 99
« LABORATOIRE »
 Tube de 16 cm
 6 gammes de fréquences.
 Bande passante 4 MHz.
 Sensibilité bases de temps de 10 Hz à 400 kHz.
 Relaxateur incorporé.
 ● L'ensemble constructeur comprenant :
 Le coffret - châssis, plaque avant gravée, poignées, boutons..... **267.50**
 ● Les pièces détachées complémentaires + transfo spécial..... **217.50**
 ● Les 8 tubes..... **46.25**
 ● Le tube cathodique neuf et garanti..... **75.00**
Cplt, acquis en 585.00 En ordre de marche 705.00
 une seule fois

465 x 400 x 250 mm

MABEL 63
« PORTATIF »
 Tube 7 cm.
 6 gammes de fréquences.
 Bande passante 2 MHz.
 Sensibilité base de temps de 10 Hz à 120 kHz.
 Relaxateur incorporé.
 ● L'ensemble constructeur comprenant :
 Le châssis - coffret, plaque avant gravée, poignées, boutons..... **91.90**
 ● Les pièces détachées complémentaires + transfo spécial..... **118.75**
 ● Le jeu de 5 tubes..... **24.75**
 ● Le tube cathodique neuf et garanti..... **133.70**
Cplt, acquis en 350.00 En ordre de marche 420.00
 une seule fois



230 x 210 x 145 mm

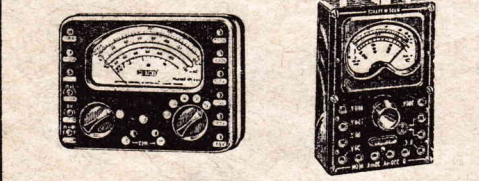


VALISE MIRE
VM65
819/625 LIGNES
 Sorties : VHF 819 lignes, UHF 625 lignes
 Sorties vidéo : 819/625 lignes.
 Atténuateur 4 positions
 Signaux blanking.
 ● L'ensemble constructeur, comprenant :
 Valise, châssis, plaque avant (sans voltmètre), boutons, parties HF câblées et réglées. **255.00**
 Prix
 — Toutes les pièces dét. complémentaires. **161.00**
 — Le jeu de 8 lampes..... **69.30**
 — Le voltmètre électronique, en pièces détachées..... **276.00**

445 x 300 x 230 mm.

COFFRET MIRE VM65 819/625
 Dim. : 250 x 200 x 150 mm.
 ● L'ensemble constructeur, comprenant :
 Coffret, châssis, plaque avant, boutons, parties HF câblées et réglées..... **220.00**
 — Toutes les pièces dét. complémentaires **161.00**
 — Le jeu de 8 lampes..... **69.30**
 Tous nos appareils de mesure sont livrés avec schémas et plans de câblage

POUR TOUS VOS DÉPANNAGES
 Multivibrateur de poche indispensable en BF - Transistor - Radio : OC, PO, CO, FM. Canal son de la Télévision.
 Dim. : 165 x 15 mm.
COMPLET, en ordre de marche..... 69.50



METRIX 460 10 000 ohms par volt. **148.00**
 28 calibres.....
METRIX 482, 20 000 ohms par volt..... **187.00**
 Housse cuir... **27.00** - VOC miniature... **51.00**

TOUTES PIÈCES DÉTACHÉES RADIO, TÉLÉ, CATALOGUE 64 contre 6 timbres à 0.25 F.
TAXE 2,93 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS.

Mabel 35, rue d'Alsace, à la hauteur du 166, rue Lafayette. PARIS-Xe
 Téléphone : NORD 88-25, 83-21.
RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUTIQUE JAUNE
 Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. 3246-25 Paris.

MESURES EN HAUTE FIDÉLITÉ

par R.-W. KIN

Générateur à points fixes.

Le générateur sonique et ultrasonique dont la description complète du montage a été donnée dans notre précédent article doit fournir des signaux sinusoïdaux pratiquement parfaits. La vérification de la forme de ces signaux peut être faite au distorsiomètre ou à l'oscilloscope. La méthode la plus précise est dans la recherche des harmoniques.

Avec un distorsiomètre, un circuit-filtre supprime le signal fondamental et ne laisse passer que les harmoniques. Si l'on mesure un taux extrêmement faible d'harmoniques, pas plus de 0,03 % entre 20 et 20 000 Hz, on pourra affirmer que les signaux sont parfaitement sinusoïdaux.

Avec un oscilloscope, on ne peut considérer la vérification de la courbe obtenue sur l'écran comme une mesure mais plutôt comme une appréciation visuelle, peu précise, de la forme du signal. La méthode de vérification consiste à appliquer le signal de sortie du générateur à l'entrée de l'amplificateur de déviation verticale, de régler la base de temps sur la même fréquence, ou mieux, sur une fréquence 2 ou 3 fois inférieure et de synchroniser la base de temps avec le signal lui-même. Les branches de sinusoïde constituant l'oscillogramme devront sembler parfaites.

Une distorsion inférieure à 5 % est toutefois peu perceptible à l'examen visuel.

Certains oscilloscopes permettent de vérifier des signaux à partir de 1 Hz.

Les signaux à 100 000 Hz peuvent être vérifiés avec n'importe quel oscilloscope de qualité moyenne, en réglant la base de temps sur 33 333 Hz (3 branches de sinusoïde) ou 50 000 Hz (2 branches).

Voici les autres caractéristiques du générateur : stabilité de la fréquence : meilleure que 0,2 % lorsque la tension du secteur alternatif d'alimentation varie entre — 20 % et + 10 %.

L'amplitude varie imperceptiblement avec la fréquence sur les positions X1 et

En premier lieu, il est recommandé d'adopter des résistances et des condensateurs, constituant ce T ponté, ayant une valeur indiquée avec tolérance aussi faible que possible, 2 % est un maximum à ne pas dépasser pour les résistances et 1 % pour les condensateurs, tous au papier métallisé et de la meilleure qualité, tension de service minimum 200 V.

Le condensateur ajustable du multiplicateur X1 000 étant réglable entre 3 et 25 pF et monté en parallèle sur 33 pF devrait être réglé théoriquement sur 17 pF pour que la capacité totale soit de 50 pF. En réalité, l'ajustable sera réglé sur une capacité plus faible que 17 pF afin de compenser les capacités parasites qui peuvent atteindre 10 pF.

Le réglage de l'ajustable se fera au cours de l'étalonnage comme nous l'indiquons plus loin.

Si l'on désire connaître avec une précision plus grande les fréquences fixées, obtenues, au nombre de 400 environ, du moins, quelques-unes d'entre elles, il suffira de les mesurer par comparaison avec celles d'un générateur étalonné avec très grande précision.

La méthode de comparaison consiste à appliquer le signal du générateur à étalonner sur l'entrée de l'amplificateur de déviation verticale de l'oscilloscope et le signal du générateur étalon sur l'entrée de l'amplificateur de déviation horizontale.

Le générateur étalonné sera réglé jusqu'à obtention de l'oscillogramme indiquant l'égalité des fréquences, c'est-à-dire une droite inclinée ou une ellipse. Au moment où l'oscillogramme est tout à fait fixe, on lira la fréquence sur le générateur étalonné.

On pourra ainsi établir un tableau de 5 colonnes comme celui-ci.

Exemple de tableau d'étalonnage :

Pour le réglage de l'ajustable de 3-25 pF on réalisera le même montage de comp

Fréquence nominale	Commutateur de gauche	Commutateur du milieu	Commutateur de droite	Fréquence exacte
10 Hz				10,2 Hz
11 Hz				11,04 Hz

X10 mais sur la position X100 elle est plus sensible tout en ne dépassant pas 0,1 dB sauf sur la gamme des fréquences les plus élevées où la variation peut atteindre 2 dB.

Pour le bon fonctionnement aux fréquences très basses il est nécessaire d'attendre quelques secondes, après le chauffage des lampes, pour que l'oscillateur fonctionne correctement.

Etalonnage.

L'appareil étant à fréquences fixes, obtenues par 3 commutateurs indépendants, il est difficile de retoucher les valeurs des condensateurs et des résistances qui déterminent les fréquences car un même élément R ou C sont pour plusieurs fréquences.

raison, on placera le commutateur du multiplicateur en position X1 000 et on réglera les deux autres commutateurs pour obtenir une fréquence quelconque, par exemple 50 000 Hz. En ce moment, on réglera le générateur étalonné sur 50 000 Hz, l'ajustable jusqu'à indication de l'égalité des fréquences des deux générateurs. L'ajustable sera alors réglé pour toutes les autres fréquences qui en dépendent.

Pour les tensions de sortie, on pourra effectuer la vérification à l'aide d'un voltmètre électronique pour alternatif, correct dans la gamme 1 Hz à 110 000 Hz. Au-dessous de 20 Hz, toutefois, il sera difficile de trouver un voltmètre de qualité courante permettant cette mesure.

Simplification du montage.

Deux sortes de simplifications sont possibles sur le générateur à points fixes

(1) Voir le précédent numéro de Radio-Plans.

décrit. Elles portent sur le circuit en T ponté et sur l'atténuateur.

Pour le T ponté, si l'on conserve le dispositif décrit, on peut supprimer la position X1 du commutateur multiplicateur, ce qui fera disparaître la gamme 1 à 110 Hz. En position X10 on disposera de la gamme 10 à 1 100 Hz, avec des fréquences de 10 en 10 Hz, c'est-à-dire 10, 20, 30... 1 100 Hz.

On gagnera deux condensateurs, mais on perdra la possibilité de faire varier la fréquence de 1 en 1 Hz. Si l'on supprime la position X1 000, la bande totale aura comme limite supérieure 11 000 Hz c'est-à-dire à peine la bande « audible ».

Un autre moyen de simplifier ce T ponté est de le réaliser d'après un schéma différent dont nous donnons tous les détails ci-après.

T ponté simplifié.

Ce circuit est inclus dans un autre générateur, le « Spot-o-Matic » décrit par I. Quenn, dans *Radio-Electronics*, de juin 1958.

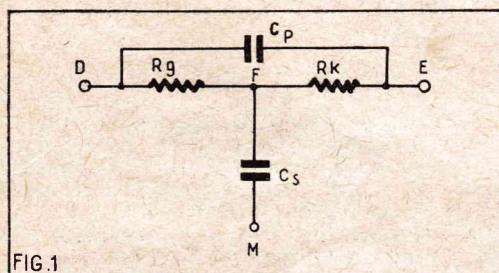


FIG. 1

La figure 1 rappelle le schéma du T ponté avec ses points de branchement : D vers la grille de la première lampe, E vers la cathode de la seconde lampe, M à la masse, F point commun des deux résistances R_g et R_k et du condensateur C_s , le condensateur C_p étant connecté entre D et E.

Les résistances R_g et R_k restent toujours égales. Le schéma détaillé de ce T est donné par la figure 2. Pour permettre de saisir plus facilement le mécanisme de commutations, nous avons indiqué à nouveau les points D, E, F et M, les ensembles C_p , C_s , R_g et R_k et établi le schéma avec les éléments disposés comme dans le T théorique de la figure précédente.

Les commutateurs I_1 de la capacité C_p et I_2 de la capacité C_s sont chacun à un pôle et 4 positions et sont conjugués, ce qui équivaut à un commutateur à deux pôles 4 positions.

Les quatre positions sont X1, X10, X100 et X1 000 et déterminent les facteurs 1, 10, 100 et 1 000 par lesquels il faut multiplier la résistance obtenue par la combinaison des résistances R_g et R_k .

Pour la résistance R_g il y a trois interrupteurs ou touches indépendantes, I_1 , I_3 et I_5 . Il en est de même pour R_k avec I_2 , I_4 et I_6 . Pratiquement I_1 - I_2 , I_3 - I_4 et I_5 - I_6 sont trois interrupteurs indépendants à deux éléments chacun.

Nous avons donc, en tout 1 commutateur à 4 positions pour le multiplicateur et 3 interrupteurs indépendants, pouvant avoir 2 positions : ouvert ou fermé. Les valeurs des résistances et des condensateurs sont indiquées sur le schéma de la figure 2.

Supposons d'abord que le multiplicateur est en position X1.

Si l'on ferme I_1 - I_2 seulement (résistances de 75 k Ω en circuit), on obtient la fréquence de 15 Hz.

Si l'on ferme, uniquement I_3 - I_4 , mettant en circuit les résistances de 47 k Ω , on obtient la fréquence de 25 Hz.

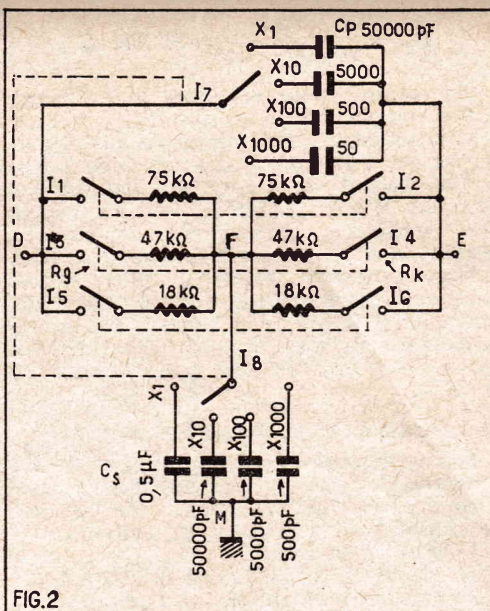


FIG. 2

Si l'on ferme, uniquement I_5 - I_6 , on obtient la fréquence de 60 Hz.

D'autres fréquences s'obtiennent en fermant 2 interrupteurs à la fois, ou tous les trois à la fois :

I_1 - I_2 et I_3 - I_4 fermés : $f = 15 + 25 = 40$ Hz.

I_1 - I_2 et I_5 - I_6 fermés : $f = 15 + 60 = 75$ Hz.

I_3 - I_4 et I_5 - I_6 fermés : $f = 25 + 60 = 85$ Hz.

Les trois interrupteurs fermés : $f = 15 + 25 + 60 = 100$ Hz. Comme on le voit les fréquences s'additionnent.

On peut, par conséquent, en position X1 du multiplicateur, obtenir 15, 25, 40, 60, 75, 85 et 100 Hz.

En position X10 du multiplicateur on obtiendra 150, 250, 400, 600, 750, 850 et 1 000 Hz.

En position X100 on aura 1 500, 2 500, 4 000, 6 000, 7 500, 8 500 et 10 000 Hz.

En position X1 000 on aura 15 000, 25 000, 40 000, 60 000, 75 000, 85 000 et 100 000 Hz. En tout on disposera de 28 fréquences fixes ce qui, évidemment, n'est pas comparable avec les 400 environ obtenues avec le T ponté de l'appareil danois décrit mais ces 28 fréquences sont dans de nombreux cas suffisantes pour relever une courbe de réponse BF sauf dans la région proche de 10 000 Hz où l'on saute à 15 000 Hz et ensuite à 25 000 Hz alors que l'on aurait besoin de relever le comportement d'un appareil d'une manière plus détaillée entre 5 000 et 20 000 Hz.

En comparant ce T avec celui de l'appareil danois, on voit que les multiplicateurs sont identiques mais c'est le combinatoire de résistances qui est plus simple dans l'appareil de I. Quenn.

Nous proposons une amélioration de son T ponté facile à réaliser.

Il est évident qu'il ne s'agit pas de modifier le système de combinaison des résistances car de proche en proche on retrouverait le T ponté précédent, jugé trop compliqué.

On peut, plus facilement, établir un multiplicateur à 7 positions au lieu de 4 :

- Position 1 : X1.
- Position 2 : X2.
- Position 3 : X10.
- Position 4 : X20.
- Position 5 : X100.
- Position 6 : X200.
- Position 7 : X1 000.

De cette façon, on obtiendrait aussi les fréquences doubles de celles indiquées plus haut, par exemple, en position 2 : 30, 50, 80, 120, 150, 170 et 200 Hz et 10 ou 100 fois celles-ci, en position 4 ou 6. Nous donnons à la figure 3, le schéma du multiplicateur à capacités C_p et C_s avec

7 positions des valeurs des capacités étant indiquées sur le schéma.

Signalons aussi, au sujet de la capacité de 50 pF en position X1 000 de I_7 , qu'il y a intérêt à la remplacer par un condensateur fixe de 30 pF et un ajustable de 10 à 30 pF que l'on réglera comme nous l'avons expliqué à propos du montage précédent.

En effet, si l'on monte un condensateur de 50 pF fixe, on risque d'obtenir une capacité totale plus élevée que 50 pF en raison des capacités parasites d'où un facteur multiplicateur plus élevé que 1 000.

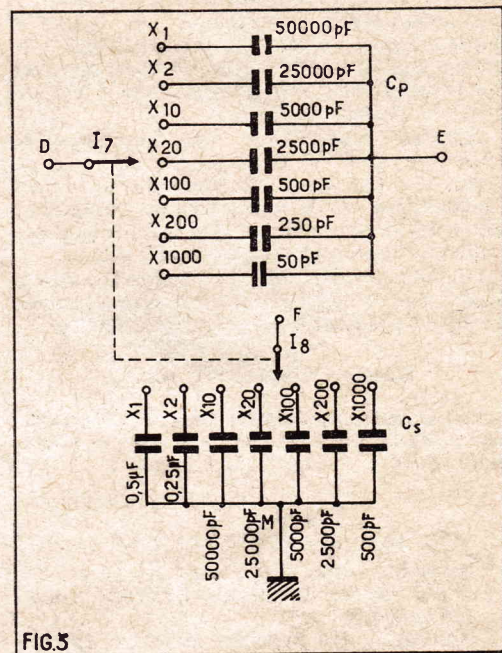


FIG. 5

Simplification de l'atténuateur.

Reportons-nous à la figure 5 de notre précédent article, donnant le schéma du circuit d'atténuation.

L'atténuateur est branché entre les points A et B ou, ce qui revient au même, entre les points E et M du T ponté.

Il y a de nombreuses manières de simplifier cet atténuateur surtout sur la partie à cellules en T, indiquée sur la figure 6 de notre précédent article.

Si l'on supprime cette partie, en remplaçant la résistance R_{13} par un potentiomètre P_{13} on n'aura plus la possibilité de connaître exactement la tension de sortie obtenue entre la masse et le curseur de ce potentiomètre. De plus il serait difficile de réduire la tension à 70 μ V.

La figure 4 donne le schéma de cette version simplifiée de l'atténuateur.

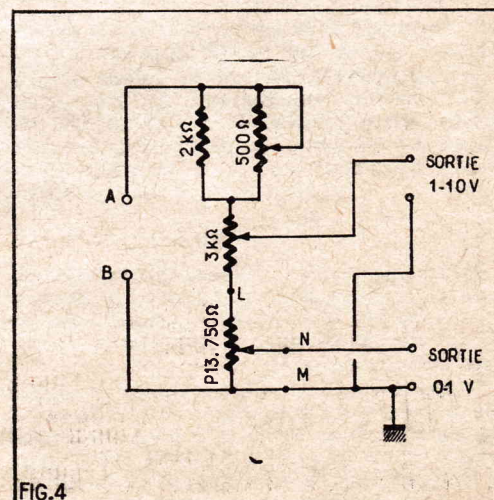


FIG. 4

La tension 0-1 V sera obtenue sur une impédance variant entre 0 et 750 Ω .

Pour connaître la valeur de cette tension on pourra brancher un voltmètre électronique fonctionnant correctement aux fréquences couvertes par le générateur.

Dans la plupart des mesures effectuées en BF, il suffit que l'impédance de sortie du générateur soit égale ou plus faible que celle d'entrée de l'appareil à étudier mais la valeur de la tension appliquée à cet appareil doit être connue avec une bonne précision pour le tracé des courbes de réponse ou la mesure du gain de tension.

L'atténuateur simplifié de la figure 4 donnera satisfaction s'il est complété par un voltmètre électronique pouvant mesurer des tensions de 1 mV au minimum à 1 V ou plus au maximum.

Attirons l'attention des expérimentateurs que l'on ne doit pas se servir d'un contrôleur universel à la place du voltmètre électronique car le voltmètre du contrôleur universel n'est correct que dans une gamme réduite, de part et d'autre de 50 Hz.

On notera aussi, que la tension du signal fourni par le générateur doit être mesurée lorsque l'appareil à étudier est branché.

Détermination du T ponté.

Les valeurs des éléments R_g , R_k , C_p et C_s du T ponté peuvent être calculés *approximativement* à l'aide de la formule :

$$f = \frac{1}{A R_g C_s}$$

à condition que l'on ait $R_g = R_k$ et $C_p = 0,1 C_s$, le coefficient A étant voisin de 1,8 environ.

Vérifions cette formule avec les valeurs des éléments du montage de la figure 2.

Soit, par exemple $f = 15$ Hz, fréquence pour laquelle $C_s = 0,5 \mu F$ et $R_g = 75 k\Omega = R_k$.

La valeur de A est alors :

$$A = \frac{1}{f R_g C_s}$$

$$\text{ou } A = \frac{10^7}{15 \cdot 75 \cdot 10^3 \cdot 5} = \frac{10\,000}{5\,600}$$

ou $A = 1,79$.

Soit une fréquence plus élevée :

$$f = 15\,000 \text{ Hz}$$

pour laquelle on a $R_g = 75 k\Omega$ et $C_s = 500 \text{ pF}$. Le calcul donne la même valeur pour A.

Si $f = 600$ Hz on a $R_g = 18 k\Omega$ et $C_s = 50\,000 \text{ pF}$, d'où :

$$A = \frac{10^9}{6 \cdot 10_2 \cdot 18 \cdot 10^3 \cdot 5}$$

Ce qui donne $A = 1,85$.

En prenant $A = 1,8$ on peut donc déterminer R_g avec une bonne approximation.

Si l'on désire retoucher la valeur de R_g pour obtenir exactement la fréquence désirée, on pourra monter d'abord R_g (et R_k qui lui est égale) en utilisant la formule donnée plus haut écrite sous la forme :

$$R_g = R_k = \frac{1}{1,8 f C_s}$$

Il est clair que R_g et R_k étant inversement proportionnelles à la fréquence, la valeur exacte de ces résistances se déduira de la valeur de la fréquence mesurée avec la résistance calculée.

Ainsi, supposons, comme dans l'exemple donné plus haut que pour $f = 15$ Hz on a calculé la valeur de $75 k\Omega$ pour les résistances. Si la fréquence mesurée est 16 Hz au lieu de 15 Hz, il est évident que la valeur correcte de R_g sera :

$$R_g = \frac{15}{75\,000 \cdot 16} = 80\,000 \Omega$$

En résumé, pour diminuer la fréquence il faut augmenter la résistance.

Rappelons que les résistances au carbone se prêtent à l'augmentation de leur valeur en les limant de façon que leur section diminue. Il faut toutefois, pour ce travail, des résistances entièrement en matière résistante et non des résistances à couche.

Une meilleure solution, plus rapide d'ailleurs, est d'utiliser, pour les six résistances du T ponté de la figure 2, six potentiomètres ajustables de 25 k Ω pour obtenir 18 k Ω environ, 100 k Ω pour obtenir 47 et 75 k Ω .

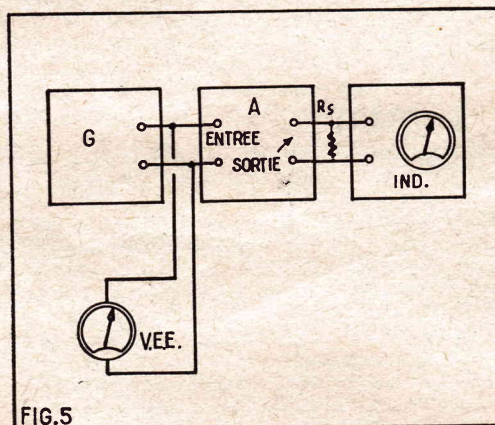
Emploi pratique des générateurs BF.

Les applications les plus importantes des générateurs dans les mesures des caractéristiques des amplificateurs BF et des préamplificateurs sont les suivantes :

- 1° Mesure du gain.
- 2° Mesure de la distorsion de fréquence.
- 3° Mesure de la distorsion d'amplitude.
- 4° Vérification de l'action des réglages de tonalité.
- 5° Vérification des réglages de volume.
- 6° Vérification des circuits correcteurs fixes.

Le montage de mesures est dans toutes ces opérations celui de la figure 5 :

G est le générateur à fréquence variable par bonds ou d'une manière continue.



VEE = voltmètre électronique d'entrée qui peut être supprimé si la tension de sortie du générateur est indiquée par un dispositif prévu sur celui-ci.

A = appareil à vérifier : amplificateur, préamplificateur, ou parties de ces appareils comportant une entrée et une sortie de signal.

Ind = indicateur de la tension de sortie de l'appareil A, généralement un voltmètre électronique ou un oscilloscope monté en voltmètre.

R_s = charge résistive égale à l'impédance de l'« utilisation ». Ainsi, si l'amplificateur A débite les signaux BF sur un haut-parleur de 4 Ω on montera une résistance $R_s = 4 \Omega$.

Nous allons indiquer très rapidement comment effectuer les mesures mentionnées plus haut.

Mesure du gain et de la sensibilité.

Le gain se mesure généralement à $f = 400$ ou 1 000 Hz.

On évalue la tension E_e appliquée à l'entrée et la tension E_s à la sortie s'il s'agit d'un amplificateur de tension. Le gain est E_s/E_e .

S'il s'agit d'un amplificateur de puissance, on calcule la puissance de sortie $P = E_s^2/R_s$ déduite de E_s et de R_s , ce qui permet de déterminer la sensibilité : tension d'entrée E_e nécessaire pour obtenir P watts à la sortie.

On règle E_e de façon que P soit égal à la puissance modulée nominale maximum de l'amplificateur.

Distorsion d'amplitude.

On mesure E_e et E_s pour différentes valeurs de E_e , par exemple entre 100 et la tension maximum admise normalement par l'appareil à l'entrée.

On peut estimer que tant que le rapport E_s/E_e est constant il n'y a pas de distorsion d'amplitude.

Distorsion de fréquence.

On applique à l'entrée, à un non suffisant de fréquences, des signaux de tension E_e généralement 2 ou 3 fois inférieure à la tension maximum admissible. La tension E_e étant maintenue constante, on mesure la tension de sortie E_s qui varie si l'appareil n'est pas linéaire.

On calcule le rapport E_s/E_e duquel on déduit le nombre de décibels correspondant ce qui permettra d'établir la courbe de réponse donnant le gain en fonction de la fréquence.

Réglage de tonalité.

Courbes du réglage des basses : le réglage des aiguës étant en position neutre, on établit, comme pour la courbe de réponse, plusieurs courbes correspondant chacune à une position du potentiomètre, ces courbes correspondant à des fréquences basses, par exemple 20, 50, 100, 200, 400, 700 et 1 000 Hz.

Courbes du réglage aiguës : le réglage des basses est en position neutre. On établit, comme indiqué plus haut aux fréquences supérieures à 1 000 Hz, par exemple 1 000, 2 000, 4 000, 6 000, 8 000, 10 000, 12 000, 14 000, etc.

Réglage de volume.

A la fréquence $f = 1\,000$ Hz, on applique à l'entrée le signal maximum d'entrée admissible. On place le réglage de volume dans diverses positions, depuis celle où le gain nul jusqu'à celle donnant à la sortie la puissance modulée maximum nominale. Une courbe peut être établie indiquant la puissance de sortie en fonction de la position du potentiomètre.

Circuits correcteurs fixes.

C'est une mesure tendant à déterminer la courbe de réponse d'un préamplificateur correcteur généralement.

La courbe obtenue doit être, évidemment, conforme à la courbe de correction du circuit, par exemple la courbe R I A inverse s'il s'agit d'un préamplificateur pour PU à reluctance variable. Cette courbe est « tombante », le gain diminue à mesure que la fréquence augmente, ceci compensant la courbe R I A A d'enregistrement sur disques qui est montante, l'enregistrement favorisant le gain à mesure que la fréquence augmente.

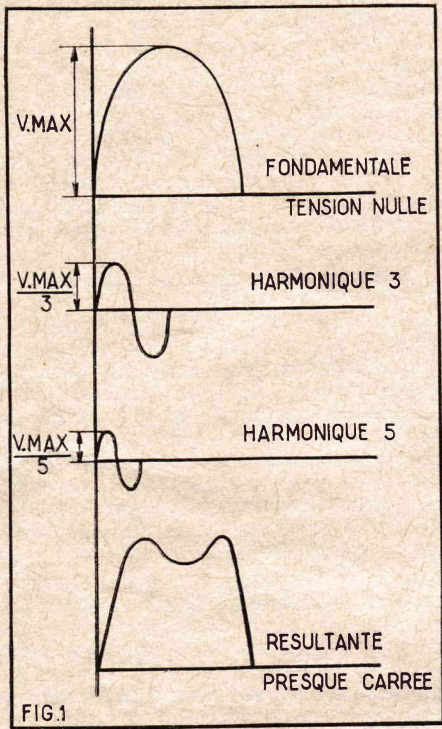
Nota. Les lecteurs qui désirent de amples renseignements sur les mesures pourront lire l'ouvrage : *Initiation aux mesures radio et BF* de notre Sélection Radio-Plans, n° 4, prix : 4,50 F.

En écrivant aux annonceurs
recommandez-vous de

RADIO-PLAN

FRÉQUENCES VARIABLES

par F. KLINGER



1. Tout signal parfaitement carré résulte de la superposition d'un nombre élevé d'harmoniques qui représentent entre eux des relations de phase et d'amplitude bien déterminées.

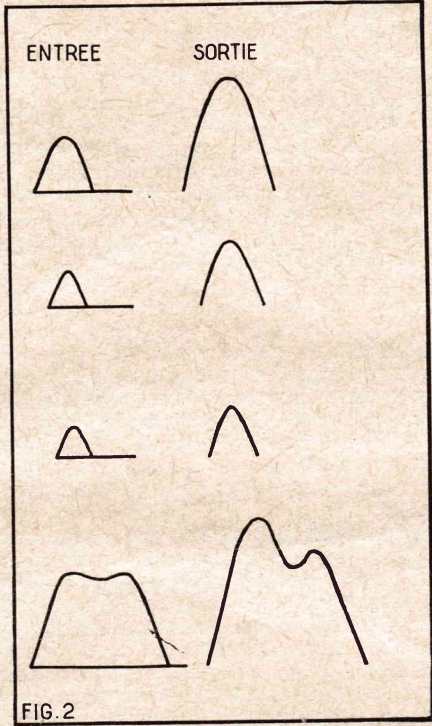
Ces deux termes juxtaposés ici, pourraient fort bien donner l'impression d'un véritable pléonasme, puisque, aussi bien, en dehors de la valeur nulle, équivalente à des signaux continus, toutes les fréquences sont, par définition, variables et pourtant, si nous employons ce vocable c'est essentiellement pour essayer de traiter, à la fois, des signaux de basse et de haute fréquence. Cette façon de faire se justifie à nos yeux d'autant mieux que, bien souvent, nous aurons affaire à des signaux dont il importera avant tout de maintenir le plus fidèlement possible la forme et celle-ci résulte, à son tour, de toute une suite de fréquences sinusoïdales élémentaires, liées entre elles par des relations très précises de phase et d'élongation. Quittons ce ton mystérieux et disons tout net que c'est surtout des signaux de forme carrée que nous voulons parler.

Les signaux carrés.

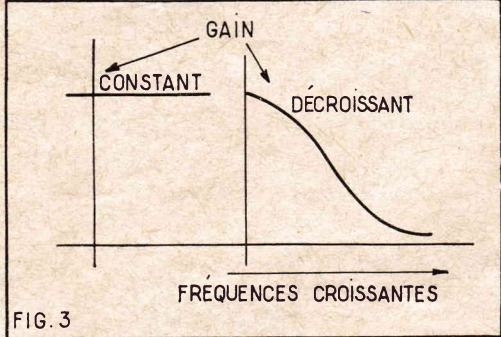
Nous ne désirons nullement redétailler, une fois de plus, les divers éléments constitutants ni même demander à notre dessinateur d'analyser les diverses fréquences composantes ; nous rappellerons simplement (fig. 1) qu'un tel signal résulte, par essence, de la suite de tous les harmoniques impairs, liés entre eux, au moins, en dehors de toute question de phase par la particularité de se présenter avec des élongations de rapports assez harmonieux, en ce sens que l'harmonique 3 ne présente plus qu'une élongation égale au tiers de la fondamentale, que l'harmonique 5 n'en dépasse pas le cinquième et ainsi de suite. Le nombre même de ces harmoniques pourra (et devra) être très élevé et il n'est pas rare de voir, dans un signal carré parfait, intervenir

des fréquences plusieurs dizaines de fois plus élevées que la fondamentale.

Le problème qu'aura à résoudre tout circuit amplificateur sera donc double et il n'est nullement propre aux circuits équipés en transistors : être en mesure d'amplifier correctement toutes les fréquences pouvant se présenter à son entrée et, surtout, procurer le même gain à chacun de ces signaux (fig. 2). Or, s'il est certain qu'un tel étage n'absorbera jamais, à proprement parler, les tensions qui lui sont soumises, il n'en reste pas moins qu'il comportera



2. Un amplificateur qui ne donnerait pas le même gain pour chacun des éléments constitutants conduirait obligatoirement à une déformation du signal carré incident.



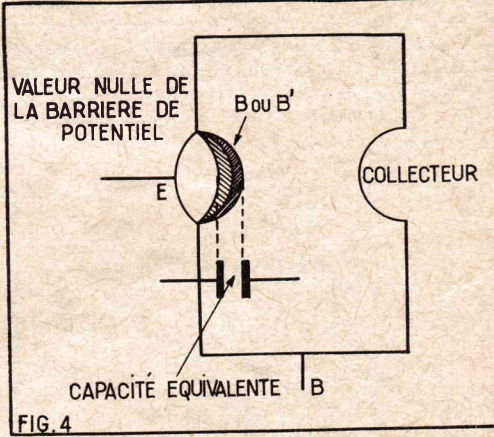
3. La présence d'un certain nombre d'organes qui réagissent différemment suivant les fréquences croissantes entraîne une variation du gain suivant ces fréquences.

souvent des parties qui ne réagiront pas de la même façon, suivant la fréquence appliquée. Si, d'autre part, les causes mêmes de ce que nous appellerions ces écarts de manifestations résident, soit dans les selfs, soit dans les capacités, il est évident que, à l'intérieur même du transistor, avant même de l'insérer dans un circuit déterminé, c'est dans ce dernier groupe qu'il faudra rechercher le coupable.

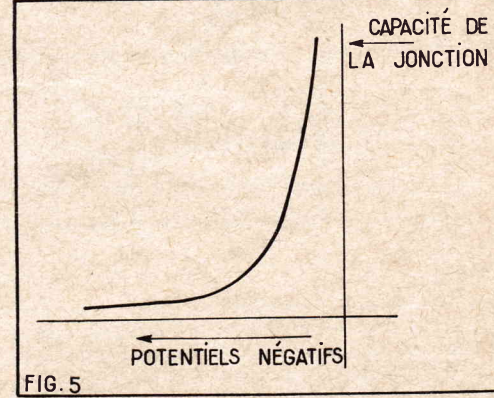
Nous devinons et nous entrevoyons comment se traduiraient ces méfaits dans la pratique, du moins dans des étages amplificateurs : chacune des fréquences incidentes qui, directement ou non, compose le signal carré de façon précisément à le rapprocher de cette forme idéale, subira un sort différent — souvent régulièrement variable (fig. 3) avec des périodes de plus en plus courtes — et comme à la sortie, en analysant les fonctions, toutes ces fréquences se recomposeront pour redonner un signal de même forme, nous aurons faussé pour le moins, le rapport des élongations.

Le circuit d'entrée.

C'est effectivement dans cette section que se situera la première, et peut-être même la plus importante, cause de déformation des signaux et en tête des coupables présumés, nous placerons la capacité qui existe par suite même de la jonction émetteur-base (fig. 4). Cet état de choses n'a rien pour nous étonner puisque, aussi bien, dans certaines applications, on met précisément à profit les variations de cette capacité sous l'effet, surtout, de tensions de polarisation variables (fig. 5) : cela confirme, au moins, la réalité de l'existence de cette capacité et si nous voulions pousser les choses à leur sens extrême, nous dirions même que ces capacités pourraient,

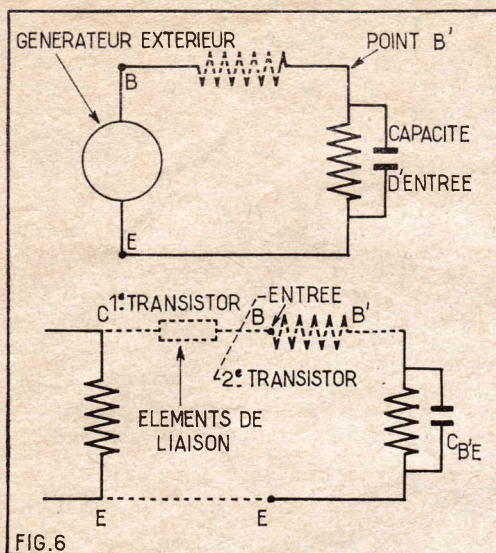


4. La jonction de l'émetteur et de la base par suite même de l'existence d'une barrière de potentiel, peut être assimilée à un condensateur comme lui, nous trouverons deux armatures portées à des potentiels différents séparés par une région électriquement neutre

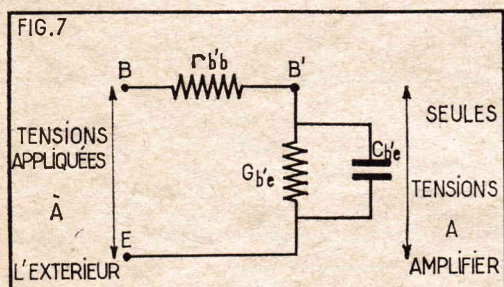


5. A ces capacités de la jonction s'attache une réalité physique, puisqu'on les exploite entre autres, dans certaines diodes destinées à un accord variable.

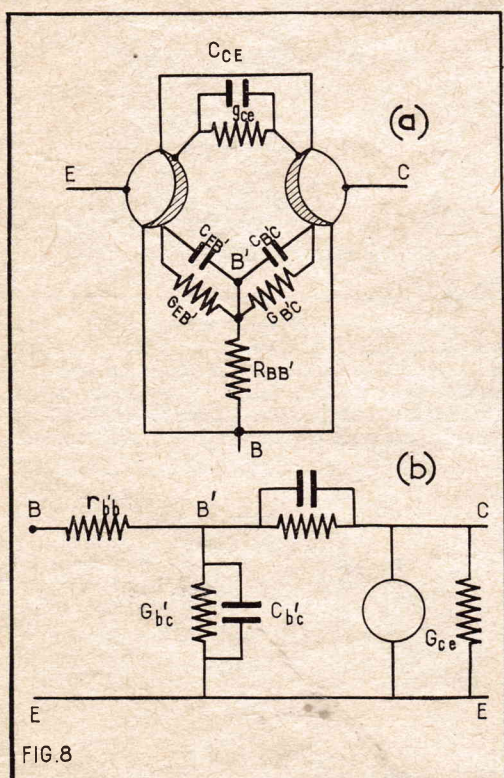
(1) Voir les n° 198 et suivants de Radio-Plans.



6. Que l'on applique à l'entrée un générateur ou qu'il s'agisse du circuit de sortie de l'étage précédent, dans tous ces cas, la capacité d'entrée du deuxième étage shunte cette source de tension.



7. La présence de la résistance intrinsèque $R_{b'b}$ entraîne l'existence d'un véritable pont diviseur qui ne laisserait subsister entre B' et E qu'une fraction des tensions incidentes



8. Afin d'obtenir encore un schéma équivalent, qui reflète le plus fidèlement possible la réalité même du fonctionnement du transistor, on peut découper effectivement l'épaisseur du semi-conducteur en une suite de résistances et de capacités, les éléments qui ne sont pas désignés ici ne trouveront leur explication que plus loin.

dans des cas bien précis, remplacer des condensateurs matériels de même valeur.

En cela, elles se distinguent tout de même des capacités correspondantes des lampes à vide : celles-ci aussi en comportent à l'entrée comme à la sortie, mais, pour pouvoir les utiliser, pour pouvoir même les mesurer, et tirer des conclusions quant à leurs effets, il est recommandé, sinon indispensable, de mettre le circuit sous tension. Nous avons déjà eu l'occasion de signaler cette différence entre les deux sortes de pièces détachées à propos des résistances propres du transistor, lesquelles étaient assez sérieusement mesurables à l'aide d'un simple ohmmètre.

Quoi qu'il en soit et quel que soit le montage utilisé, base commune ou émetteur commun, cette capacité viendra se placer en parallèle sur le circuit d'entrée et elle shuntera la sortie du générateur (fig. 6) : rien ne sera changé à ce principe, si ce générateur est constitué par la section de sortie d'un transistor inséré dans un étage précédent.

Puisque nous présentons le problème sous cette forme, on pourrait nous objecter qu'il devrait être possible d'en tenir compte dans l'établissement même des circuits. tout comme on le fait dans des étages parcourus par la (vraie) haute fréquence où on diminue bien d'autant les capacités d'accord matérielles. Si on voulait serrer la réalité de plus près, on ne devrait d'ailleurs jamais laisser ces capacités de côté, mais on pourrait les négliger dans une certaine mesure, tant que les fréquences appliquées à un circuit de ce genre, restent dans le seul domaine acoustique. En réalité, on doit faire intervenir une nouvelle donnée, propre aux types de transistors prévus plus particulièrement pour des signaux HF et on ne peut plus se contenter des seules trois résistances intrinsèques, déterminées jusqu'ici.

Comme précisément les jonctions n'interviennent plus seulement par leurs seules barrières de potentiel, mais qu'elles comportent encore des capacités nullement négligeables, tout se passe comme si les signaux appliqués à l'extérieur, au seul endroit accessible, à la connexion même donc, (fig. 7), ne parvenaient aux régions amplificatrices du transistor qu'après avoir traversé une nouvelle résistance appelée, la plupart du temps, $r_{bb'}$. Le schéma équivalent d'un tel transistor se présente donc, en dehors même de toute considération de

capacités plus ou moins parasites (on montre notre figure 8 et on y voit, en particulier, la différence entre le circuit extérieur et les phénomènes qui se déroulent à l'intérieur du semi-conducteur. Les tensions s'appliquent entre B et E (dans le cas d'un émetteur commun), mais ce ne seront amplifiables que dans les fréquences qui apparaissent entre B' et E : la résistance $r_{bb'}$ formera ainsi le premier élément d'un pont diviseur pour les tensions appliquées entre B et E . Dans le deuxième élément de ce même pont, il faudra tenir compte de la résistance $r_{b'e}$ et son rôle n'est pas tellement différent de celui que nous avons appelée $r_{b'e}$ précédemment ; mais c'est sur elle précisément qu'il viendra se placer en parallèle la capacité $C_{b'e}$ qui elle, introduira tous les problèmes

Influence de la capacité d'entrée

Après avoir déterminé sa position, il nous a déjà fait entrevoir son rôle d'influence, fixons les ordres de grandeur (tableau) et calculons immédiatement la fréquence qu'elle présente à des fréquences aussi différentes que 10 kHz et 1 MHz, d'après ce que nous avons dit de l'importance possible des harmoniques dans un signal carré qui se rapprocherait de la période il n'y a rien qui puisse vraiment surprendre dans de telles limites.

Dans les petits calculs que nous commençons à entreprendre maintenant, nous devons de même faire deux réserves pour satisfaire, à la fois aux puristes et aux objecteurs. Nous savons parfaitement que la théorie ne permet nullement de considérer l'impédance présentée par une capacité comme s'il s'agissait d'une simple résistance et parfaite — résistance ohmique — faudrait faire intervenir pour le moment les déphasages existants et même, pour rester tout à fait dans la tradition, nous n'hésiterons pas à franchir le pas d'hérétique. Puisque nous voulons ex-

9. Equivalence (avec les réserves faites dans le texte) entre la présence des divers éléments résistifs et capacitifs avec de véritables ponts diviseurs dont les valeurs diffèrent avec la fréquence appliquée.

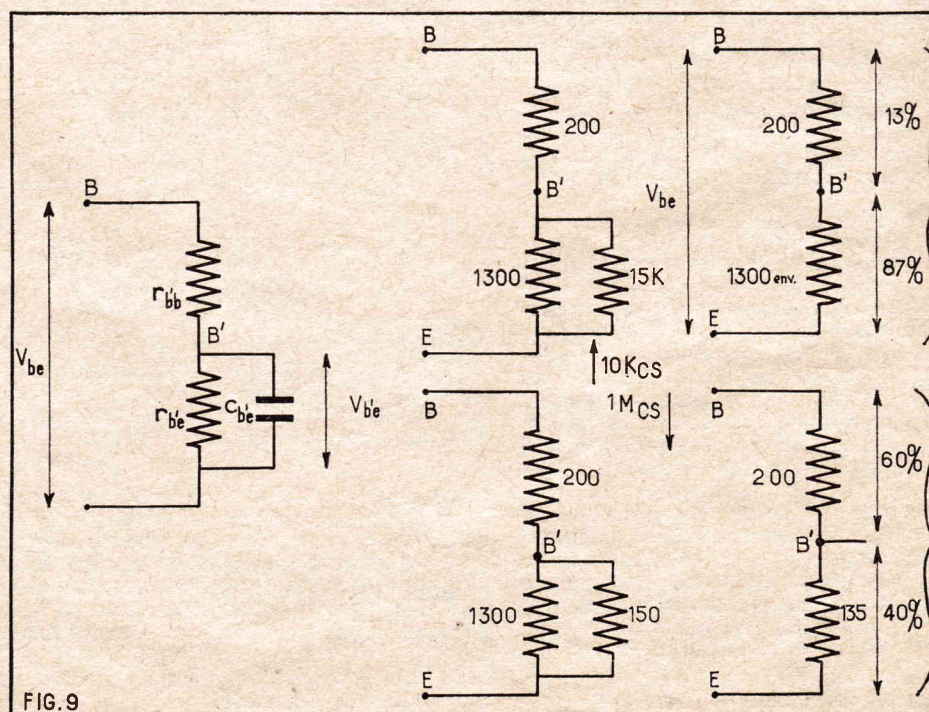


FIG. 9

es méfaits, surtout pour leur action sur les signaux variables, nous considérons comme résistance d'entrée celle-là même que donnent les catalogues et qui n'est pas exactement celle qu'il faudrait faire intervenir du point de vue dynamique.

Comment se présente alors la situation aux deux fréquences considérées ? A 10 kHz, les tensions appliquées entre B et E trouvent devant elles (fig. 9) d'abord la résistance $r_{b'b}$, soit ici 200 Ω , puis un ensemble constitué par la mise en parallèle de la résistance $r_{b'e}$ et de l'impédance, présentée par la capacité C b'e : la première vaut toujours 1 300 Ω environ (puisque'elle caractérise exactement tout ce qui reste constant devant la fréquence), alors que la capacité à la fréquence considérée équivaut à 15 000 Ω environ qui ne modifieront guère $r_{b'e}$. Finalement, nous trouverons entre B' et E, donc aux bornes de la région directement intéressée par l'amplification, une fraction de la tension incidente équivalente à

$$\frac{r_{b'e}}{r_{b'e} + r_{b'b}} = \frac{1\,300}{1\,300 + 200} = 87\%$$

Si, en somme, cette situation est loin d'être défavorable ici, parce que l'ordre de grandeur de ces pertes reste dans les limites habituelles, la situation se présentera de façon bien différente, dès que le signal appliqué s'accompagne d'une fréquence nettement plus élevée. A 1 MHz, en particulier, nous avons pu établir que l'impédance de cette capacité ne se chiffrait plus que par 150 Ω et cette valeur si faible, placée en parallèle même sur 1 300 Ω (fig. 9b) ne donne plus lieu qu'à une résultante de 135 Ω environ ; en association avec les 200 Ω de $r_{b'b}$, qui, eux, n'ont pas changé, nous ne retrouvons plus, entre B' et E, qu'une fraction de la tension appliquée qui correspondrait à

$$\frac{135}{200 + 135} = 40\%$$

et cette fois-ci la perte de tension atteint 60 %.

Ce dernier calcul nous permet de justifier, dans une certaine mesure, la liberté que nous avons prise avec l'orthodoxie mathématique-électronique, car l'impédance équivalente calculée par la formule bien connue (fig. 10)

$$Z = \frac{R}{\sqrt{1 + \frac{Z_c^2}{R^2}}}$$

aurait donné ici

$$Z = \frac{1\,300}{\sqrt{1 + \frac{(15)^2 \cdot 10^4}{(13)^2 \cdot 10^4}}} = \frac{1\,300}{\sqrt{76}} = 150 \omega$$

et le rapport des tensions en serait devenu

$$\frac{150}{200 + 150} = 43\%$$

donc un écart qui nous semble des plus admissibles dans ce genre de calculs.

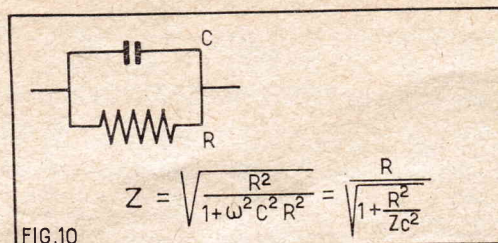


FIG.10

10. Pour serrer la réalité de plus près, c'est cette formule qu'il faudrait employer pour le calcul de la résistance et du condensateur placés en parallèle.

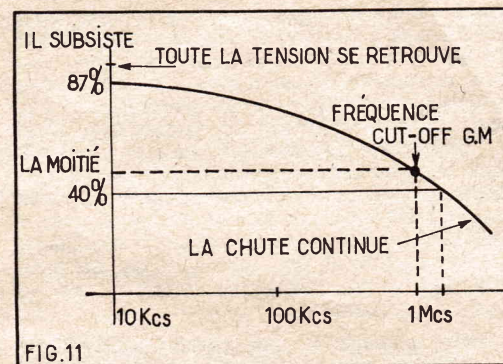


FIG.11

11. La fréquence cut-off définie correspond au moment où il ne subsiste plus entre B' et E que la moitié de la tension appliquée extérieurement ; en réalité, il ne s'agit pas d'un véritable cut-off, puisque le phénomène continue de part et d'autre de ce point.

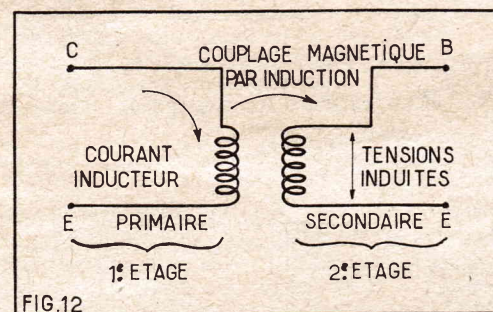


FIG.12

12. Il est assez normal de considérer à la sortie du premier étage un générateur en courant, puisque, aussi bien, de tels étages travaillent généralement par induction magnétique.

Première fréquence cut-off.

Nous croyons que les explications données jusqu'ici font ressortir très directement et sans détours, que le passage de cette perte de tension de 13 % environ à près de 60 %, ne se fait ni en bloc, ni par bonds, mais qu'elle augmente avec les fréquences croissantes. A 1 MHz, elle dépasse pour le transistor considéré ici, la moitié de la tension disponible extérieurement (fig. 11) et appliquée entre les connexions base et émetteur.

Pour aboutir à un coefficient facile à calculer et à comparer, on détermine la fréquence pour laquelle ce partage des tensions se fait bien par parties égales et on lui donne, entre autres, le nom de fré-

quence cut-off-GM. Cette appellation demande quelques commentaires : *Primo*, par l'expression « entre autres » nous voulons bien faire ressortir que ce n'est pas là la seule désignation consacrée et bien des documentations techniques en emploient d'autres que nos lecteurs ne devraient cependant, à la suite de cet exposé, éprouver aucune difficulté à identifier. *Secundo* : ce qualificatif de cut-off qui lui est consacré, nous semble hautement impropre, autant par son sens absolu que par la signification qu'il prend dans d'autres domaines ; ici, il ne représente point de coupure brusque séparant nettement deux zones, l'une de l'autre (comme c'est le cas pour la tension cut-off d'une grille de commande dans un tube à vide) ; là encore, nos lecteurs reconnaissent bien qu'il ne s'agit que d'un seuil choisi arbitrairement en-deçà et au-delà duquel les phénomènes poursuivent leur variation, relativement régulière. *Tertio*, enfin : nous aurons l'occasion, dans très peu de temps, de mieux détailler la portée des « initiales » GM qui jouent, en réalité, le rôle d'un véritable coefficient.

De toutes façons, nous disposons maintenant de toutes les données qui devraient nous permettre de calculer cette valeur dans le cas présent du transistor employé, mais, en détaillant les diverses étapes, de ce calcul, d'ailleurs fort élémentaire, comme nous le faisons, nous désirons vous rendre apte à déterminer ces valeurs pour n'importe quel autre type présent ou à venir. Puisque ce coefficient correspond au moment où la tension extérieure est partagée en deux parties égales, il faudra que l'impédance équivalente de l'ensemble CB'E et RB'E présente la même valeur que RB'B, soit ici 200 Ω .

$R_{B'B} = Z' C_{b'e} / R_{b'e} = 200 \Omega$
Cette impédance résulte de la mise en parallèle (avec la réserve faite et signalée plus haut) de $Z C_{b'e}$ et de $R_{b'e}$.

$$Z = \frac{(Z C_{b'e}) (R_{b'e})}{Z C_{b'e} + R_{b'e}}$$

ou encore avec $Z' = 200 \Omega$, $R_{b'e} = 1\,300 \Omega$.

$$Z C_{b'e} = \frac{(Z') (R_{b'e})}{(R_{b'e} - Z')} = \frac{200 \times 1\,300}{1\,100} = 236 \Omega$$

A quelle fréquence la capacité CB'E = 1 000 pF présente-t-elle cette impédance ?

$$F_{MHz} = \frac{1}{C_{\mu F} \times 2 \pi \times Z} = 0,68 \text{ MHz} = 680 \text{ kHz}$$

Conclusion : d'une tension qui se présente à l'entrée du transistor entre B et E, à la fréquence de 680 kHz, il ne subsistera plus, entre B' et E que la moitié.

Générateur de sortie.

Au schéma tel qu'il se présente pour les fréquences basses, nous devons maintenant, sans aucun doute sur leur emplacement, ajouter deux éléments au moins : la capacité d'entrée et la résistance $b'b$. Nous tiendrons même compte du fait que ce montage-ci concerne essentiellement des circuits HF. Pour cette raison, bien souvent, l'étage suivant serait (fig. 12) alimenté par des tensions induites qui naîtraient sous l'effet initial d'une variation de courant

VOICI LA NOUVELLE GAMME DES MONTAGES « SABAKI »

● SABAKI LUXE.....	35.00
● SABAKI POCKET.....	49.00
● SABAKI Studio.....	66.00
— AMPLI HI-FI.....	78.00
— AMPLI STANDARD avec Haut-parleur.....	45.00
— Haut-parleur HI-FI 21 cm avec transfo.....	50.00

MICRO "orchestre" dynamique 20.00

— Signal Tracer...	48.00	— LAMPÈMÈTRE.....	48.00
★ Ampli Téléph....	65.00	★ Récep. Napping....	25.00
★ Émetteur Radio ..	46.00	★ Micro ampli depuis ..	5.00

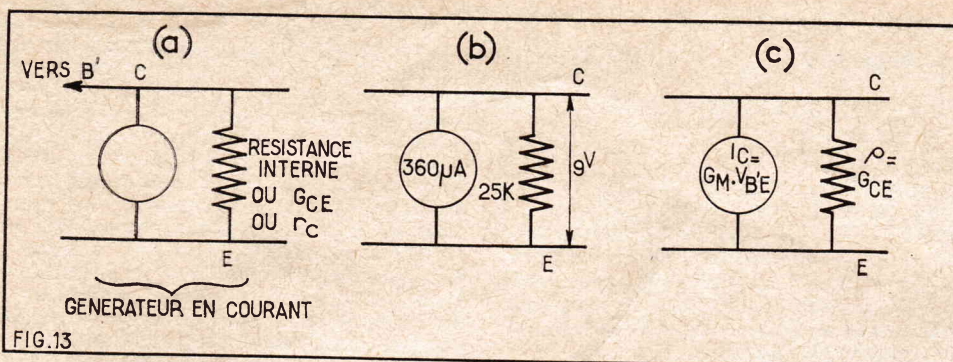
Frais d'Expédition : 4 francs.

● ET TOUT LE MATÉRIEL JAPONAIS en cours d'importation ●

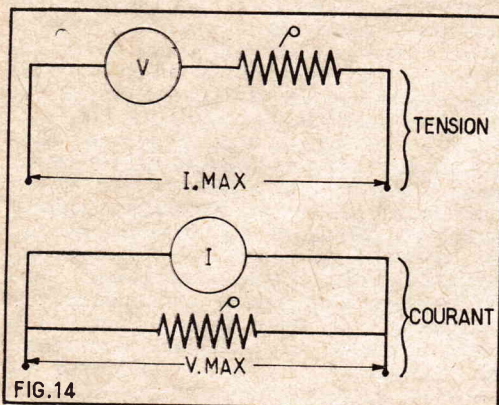
TECHNIQUE-SERVICE

FERMÉ LE LUNDI
17, passage Gustave-Lepou - PARIS-XI
Tél. : ROQ. 37-71 - Métro : Charonne
C. C. Postal 5643-45 PARIS

● Documentation « SABAKI » RP 10 sur demande contre 1 F en Timbres-poste ●



13. Position du générateur en courant et de la résistance interne, valeur numérique et équivalent théorique.



14. De même que, dans un générateur en tension, le maximum de courant est limité par la résistance interne, de même celle-ci limitera, dans le cas d'un générateur en courant le maximum de différence de potentiel que l'on puisse obtenir à ses bornes.

dans le primaire : il sera donc logique de prévoir à la sortie du premier étage, un générateur en courant (fig. 13a) qui trouvera devant lui la résistance interne représentée par la caractéristique intrinsèque r_c .

Quelle sera l'importance du courant maxi-

Coefficient d'amplification HF.

Comme nous nous occupons ici, surtout, d'un montage à émetteur commun, nous définirons encore un tel coefficient en courant qui prendra le nom général de bêta, mais que nous noterons, au moins, d'un « prime », β' pour bien le distinguer de l'autre : ici encore, les documentations n'ont rien standardisé et on y trouve bien d'autres abréviations pourvues de signes et de lettres de plus en plus bizarroïdes.

De toutes façons, et pour en rester à la définition de base, il représentera encore le rapport entre le courant de la sortie, ici comme bien souvent, celui du collecteur et le courant d'entrée. C'est effectivement à partir du point B' (fig. 15) que le transistor lui-même entre en action et le courant d'entrée qui y prend naissance résulte de l'existence d'une tension d'entrée variable $V_{b'e}$ en présence d'une résistance d'entrée ou même d'une impédance d'entrée $Z_{b'e}$, inverse du paramètre $G_{b'e}$, indiqué dans les documentations. Nous pourrions donc résumer tout cela en écrivant :

$$\beta' = \frac{I_c}{I_{\text{entrée}}} = I_c \times \frac{Z_{b'e}}{V_{b'e}}$$

Nous'en tirerions la valeur du courant de la sortie :

$$I_c = \frac{\beta'}{Z_{b'e}} = \beta' \times G_{b'e} \cdot V_{b'e}$$

mun qu'un tel générateur serait capable de délivrer? Nous connaissons l'impédance de sortie de notre transistor et c'est elle que nous avons assimilée à la résistance interne présentée par le générateur. Or, nous l'avons montré, de même que c'est la résistance interne qui limite (fig. 14) dans un générateur en tension le maximum de courant délivré, de même c'est encore elle qui, ici, déterminera la différence de potentiel la plus forte que nous aurions des chances de voir naître et qui correspondra au produit de cette résistance interne par le courant maximum.

Pour aboutir à des valeurs plausibles, nous raisonnerons sur des bases entièrement pratiques qui ne reflètent peut-être pas encore la réalité de chaque instant et que nous serons amenés à modifier légèrement par la suite, sans toutefois les infirmer. Nous admettons ainsi qu'à aucun moment, cette différence de potentiel ne peut excéder la tension même de la batterie appliquée extérieurement aux bornes du circuit du collecteur; ces conditions mènent, avec notre impédance de sortie de 25 000 Ω et une tension d'utilisation de 9 V, à un courant maximum de

$$I_{\text{max.}} = \frac{9}{25\,000} = 350 \mu\text{A}$$

Le circuit de la sortie prend ainsi l'aspect de notre figure 13b, mais il devient indispensable maintenant de déterminer la cause qui, dans le circuit d'entrée, a provoqué l'existence d'un tel courant.

ce qui nous donnerait déjà une idée de la valeur théorique prise par le générateur en courant dont nous avons établi les données pratiques; nous approcherons plus encore de la version définitive en posant, par pure convention

$$G M = \beta' \times G_{b'e}$$

et notre circuit de sortie, parfaitement conforme aux gravures qui accompagnent les catalogues les plus officiels, n'offre plus aucune difficulté d'interprétation (fig. 13c).

Cette dernière relation peut très directement nous fournir la valeur de β' , coefficient d'amplification en courant pour des fréquences plutôt élevées et pour cela, il

TABEAU

Caractéristiques des transistors HF OC44 et OC45

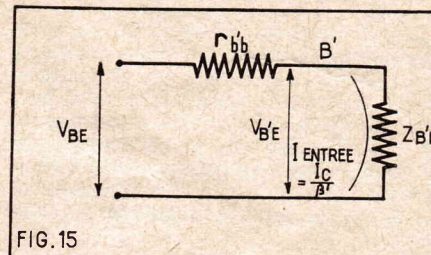
	OC44	OC45
$C_{B'C}$	14 pF	14 pF
$C_{B'E}$	410 pF	1 000 pF
$R_{B'B}$	250 Ω	200 Ω
G_{CE}	100 $\mu\text{A/V}$	40 $\mu\text{A/V}$
donc Z_{CE}	10 $\text{k}\Omega$	25 $\text{k}\Omega$
$G_{B'E}$	390 $\mu\text{A/V}$	760 $\mu\text{A/V}$
donc $Z_{B'E}$	2 560 Ω	1 320 Ω
$G_{B'C}$	0,5 $\mu\text{A/V}$	0,5 $\mu\text{A/V}$
donc $Z_{B'C}$	2 M Ω	2 M Ω
G_M	39 mA/V	39 mA/V
β'	100	51

suffit d'en tirer, avec les valeurs numériques du transistor, choisi pour nos cas

$$\beta' = \frac{G_M}{G_{b'e}} = \frac{39 \cdot 10^{-3}}{760 \cdot 10^{-6}} = 51 \text{ environ}$$

Valeur d'entrée.

En utilisant ces nouvelles valeurs poursuivant toujours notre raisonnement et le principe de nos calculs, nous pouvons calculer le courant variable qui, à l'entrée entre B' et E, résulte de l'application



15. On peut considérer le courant d'entrée comme résultant de ce qu'il subsiste de la tension $V_{b'e}$ appliquée à l'entrée en présence de l'ensemble des oppositions (résistances ou impédances) qui se trouvent dans le circuit d'entrée.

potentiels variables. Le coefficient d'amplification en courant, que nous venons de déterminer, indique précisément que 360 μA variables, calculés il y a peu de temps, représentent 51 fois les courants variables de l'entrée, et là, c'est donc une variation de 7 μA qui a suffi. Comme l'impédance présentée par cette région est de 1 300 Ω environ (la valeur utilisée dans le calcul de G_M correspondait précisément à l'inverse de $G_{b'e}$) nous en tirons les valeurs nécessaires des tensions aux entrées :

$$V_{b'e} = 7 \cdot 10^{-6} \cdot 1\,300 = 9,1 \text{ mV}$$

Nous pouvons conclure au moins que ces valeurs n'ont, en principe, rien de remarquable et qu'elles restent bien dans les ordres de grandeur, déterminés précédemment pour les fréquences basses et moyennes.

Le comportement du transistor d'entrée de la HF n'est cependant pas déterminé de façon complète; et nous devrions joindre d'autres organes encore et, en particulier, les capacités et impédances tant directement entre base (ou plus exactement point B') et le collecteur, par suite de la nature solide de ce semi-conducteur. Ici, dans ce schéma équivalent encore très partiel, nous avons admis que ces deux éléments de couplage ne jouaient pas, soit que nous ayons réussi à les neutraliser... à l'aide précisément d'un circuit de neutrodynage. C'est donc que nous nous proposons de détailler dans la prochaine fois en même temps que nous calculerons d'autres coefficients et, en particulier, les gains en tension et en puissance.

Grâce à ses envoyés spéciaux
aux

“ 4 coins du globe ”

SCIENCES et VOYAGES

Vous promène à travers
LE MONDE

ÉMETTEUR 1 WATT A 4 TRANSISTORS

(portée : 3 km)

par L. LEVEILLEY

Un transistor N.P.N. au silicium type 2N1987, associé à deux transistors type OC170 P.N.P., confèrent à cet émetteur une puissance de 1 watt et une portée d'au moins 3 km (et même davantage si la nature du terrain et les conditions de propagation des ondes le permettent (1). Etant piloté par un quartz de 27,12 MHz, il est très stable, soit en radio-commande, soit en émetteur de phonie ou de graphie. Contrairement à certains montages de conception étrangère, toutes les pièces nécessaires à cette réalisation se trouvent aisément en France.

Câblage de l'émetteur (non modulé) (fig. 1).

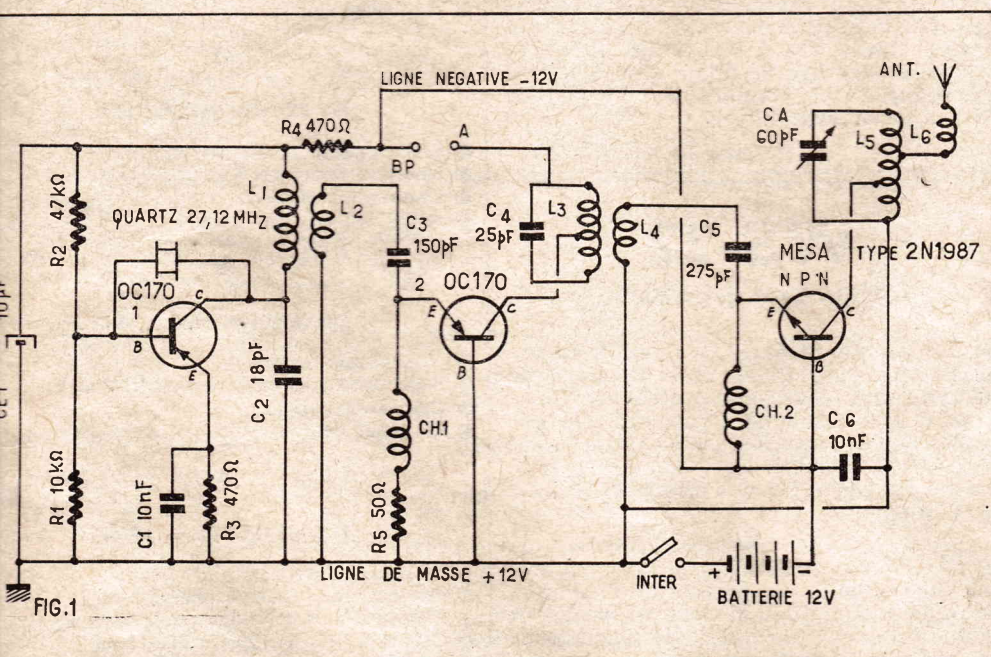
La ligne de masse est connectée à une borne de l'interrupteur (In.). La cosse demeurant libre de cet interrupteur est branchée au pôle positif de la batterie d'alimentation de 12 V. Le pôle négatif du condensateur électrochimique de 5 μ F/12 V (CE.1), est relié à la résistance de 47 k Ω (R.1), à une cosse du bobinage L.1 et à la résistance de 470 Ω (R.4). Le fil demeurant

470 Ω (R.3). Le fil demeurant libre de cette résistance est relié à la ligne de masse. Cette résistance est shuntée par un condensateur fixe de 10 nF (C.1). Une cosse du bobinage L.2 est connectée à la ligne de masse. La cosse demeurant libre de ce bobinage est branchée au condensateur fixe de 150 pF (C.3). Le fil demeurant libre de ce condensateur est relié à l'émetteur (E) du transistor OC.170 (2), ainsi qu'à la self de choc (CH.1). La cosse demeurant libre de cette self de choc est connectée à la résistance de 50 Ω (R.5). Le fil demeurant libre de cette résistance est branché à la ligne de masse. La base (B) du transistor OC.170 (2) est relié à la ligne de masse. Le collecteur (C) de ce transistor est connecté à la prise médiane du bobinage L.3. Une cosse extrême de ce bobinage est branchée à la cosse demeurant libre du bouton poussoir BP. (A). Les deux cosses extrêmes du bobinage L.3 sont shuntées par le condensateur fixe de 25 pF (C.4). Une cosse extrême du bobinage L.4 est reliée à la ligne de masse. La cosse demeurant libre du bobinage L.4 est connectée à un condensateur fixe de

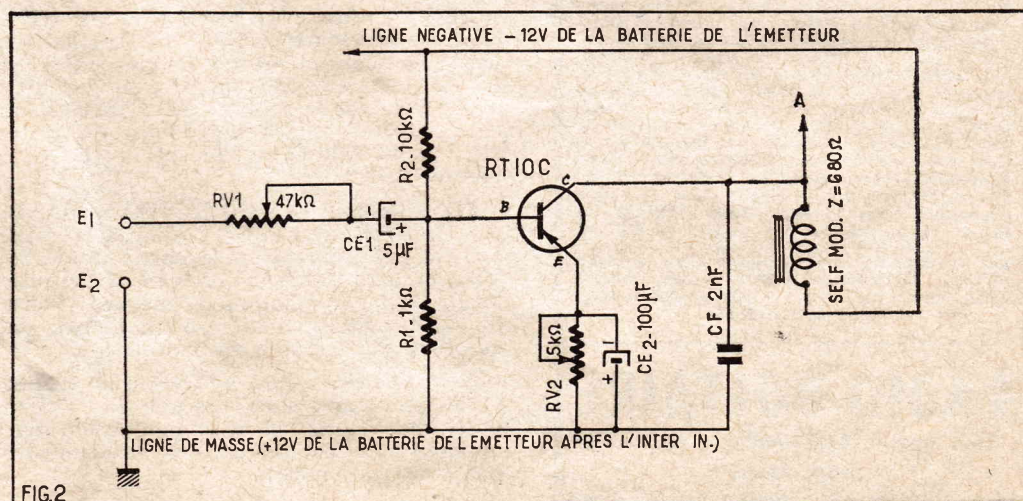
275 pF (C.5). Le fil demeurant libre de ce condensateur est branché à l'émetteur (E) du transistor 2N1987 (3), ainsi qu'à la self de choc (CH.2). La cosse demeurant libre de cette self de choc est relié à la ligne négative. La base (B) du transistor est connectée à la ligne négative, ainsi qu'au condensateur fixe de 10 nF (C.6). Le fil demeurant libre de ce condensateur est branché à une cosse extrême du bobinage L.5, ainsi qu'à la ligne de masse. Une prise intermédiaire de 6 spires du bobinage L.5 est reliée au collecteur (C) du transistor. La prise intermédiaire de 6 spires demeurant libre du bobinage L.5 est connectée à une cosse du bobinage L.6. La cosse demeurant libre de ce bobinage est connectée à l'antenne (antenne de 1 m à 1,50 m). A ses deux cosses extrêmes le bobinage L.5 est shunté par le condensateur ajustable (à air) de 60 pF (CA.).

Câblage de l'ampli de modulation (fig. 2).

La ligne de masse est connectée à la ligne de masse de l'émetteur. La ligne négative est branchée à la ligne négative de l'émetteur. Une cosse de la résistance variable de 47 k Ω (RV.1) est reliée à une douille pour fiche banane (entrée E.1). La cosse demeurant libre de cette résistance variable est connectée au pôle négatif du condensateur électrochimique de 5 μ F/12 V (CE.1). Le pôle positif de ce condensateur électrochimique est branché aux résistances de 1 k Ω (R.1), et de 10 k Ω (R.2), ainsi qu'à la base (B) du transistor RT10 C. Le fil demeurant libre de la résistance R.1 est relié à la ligne de masse. Le fil demeurant libre de la résistance R.2 est connecté à la ligne négative. L'émetteur (E) du transistor RT10 C est branché à la résistance variable de 5 k Ω (RV.2). Le fil demeurant libre de cette résistance variable est relié à la ligne de masse. Cette résistance variable est shuntée par le condensateur électrochimique de 100 μ F/12 V (CE.2) ; observez les polarités de ce condensateur en le branchant. Le collecteur (C) du transistor RT10 C est connecté à une cosse de la self de modulation de 680 Ω (self mod.), ainsi qu'au condensateur fixe de 2 nF (CF.). Le fil demeurant libre de ce condensateur est relié à la ligne de masse. La cosse demeurant libre de la self de modulation est connectée à la ligne négative. La douille pour fiche



Le fil de cette résistance est connecté à une cosse du bouton poussoir (BP.), et à la ligne négative. Cette dernière est branchée au pôle négatif de la batterie 12 V. Le pôle positif du condensateur électrochimique de 5 μ F/12 V (CE.1) est relié à la ligne de masse. Le fil demeurant libre de la résistance de 47 k Ω est connecté à la base (B) du transistor OC.170 (1), ainsi qu'à une cosse du quartz de 27,12 MHz. La base (B) de ce transistor est également branchée à la résistance de 10 k Ω (R.1). La cosse demeurant libre du bobinage L.1 est reliée à la cosse demeurant libre du quartz de 27,12 MHz, au collecteur (C) du transistor OC.170 (1), ainsi qu'au condensateur fixe de 18 pF (C.2). Le fil demeurant libre de ce condensateur fixe est connecté à la ligne de masse. L'émetteur (E) du transistor OC.170 (1) est branché à la résistance de



(1) Jusqu'à 20 km en mer et en terrain plat.

Pièces nécessaires pour la réalisation de l'émetteur (en onde pure) (fig. 1).

Résistances au graphite, type 1 watt, tolérance $\pm 10\%$:

- 1 de 10 k Ω .
- 1 de 47 k Ω .
- 1 de 470 Ω .
- 1 de 50 Ω .

Condensateurs fixes type céramique, tolérance $\pm 10\%$:

- 2 de 10 nF.
- 1 de 18 pF.
- 1 de 150 pF.
- 1 de 25 pF.
- 1 de 275 pF.

Divers :

- 1 condensateur électrochimique de 5 μ F / 12 V.
- 1 quartz de 27,12 MHz.
- 1 condensateur ajustable à air de 60 pF.
- 2 selfs de choc, spéciales pour ce montage.
- 1 bouton poussoir.
- 1 interrupteur unipolaire.
- 1 transistor « MESA » N.P.N. type 2N 1987.
- 2 transistors type OC 170 (P.N.P.).

Bobinages de l'émetteur (non modulé) (fig. 1).

- L.1 = 13 spires 6/10, sur mandrin LIPA 8 mm.
- L.2 = 4 spires 6/10, sous plastique.
- L.3 = 18 spires 6/10, avec prise médiane.
- L.4 = 4 spires 6/10, sous plastique.
- L.5 = 20 spires, 6 en 8/10, avec prise 6 spires de la masse.
- L.6 = 20 spires 4/10, émaillé.

banane (entrée E.2) est branchée à la ligne de masse.

Utilisation.

Pour la radio-commande en onde pure (sur 27,12 MHz), l'ampli de modulation n'est pas utilisé, bien sûr. Pour la radio-commande en onde modulée, ou pour la graphie ou phonie (sur 27,12 MHz), la connexion A de l'ampli de modulation est branchée à la cosse A du bouton poussoir BP de l'émetteur.

Pièces nécessaires pour la réalisation de l'ampli de modulation (fig. 2).

2 résistances variables (1 de 47 k Ω et 1 de 5 k Ω).

2 résistances au graphite, type 1/2 watt, tolérance $\pm 10\%$ (1 de 1 k Ω et 1 de 10 k Ω).

2 condensateurs électrochimiques (1 de 5 μ F / 12 V, et 1 de 100 μ F / 12 V).

1 condensateur fixe, type céramique, de 2 nF (précision $\pm 10\%$).

1 self de modulation, de 680 Ω d'impédance.

1 transistor type RT 10 C.

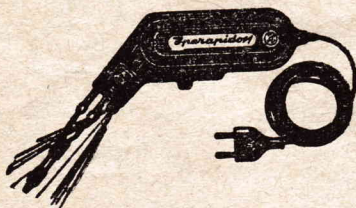
La batterie de 12 V utilisée doit avoir une capacité suffisante pour alimenter correctement cet émetteur (3 piles de poche de 4,5 V associées en série ne pourraient convenir que pour un essai de très courte durée). Pour la phonie, le micro à utiliser doit être de faible impédance ; il est branché aux douilles E.1 et E.2 de l'ampli de modulation.

Lucien LEVEILLEY.

UN MAGNIFIQUE OUTIL DE TRAVAIL

PISTOLET SOUDEUR IPA 930
au prix de gros

25% moins cher



Fer à souder à chauffe instantanée

Utilisé couramment par les plus importants constructeurs d'appareillage électronique de tous pays - Fonctionne sur tous voltages alter. 110 à 220 volts - Commutateur à 5 positions de voltage, dans la poignée - Corps en bakélite renforcée - Consommation 90/100 watts, pendant la durée d'utilisation seulement - Chauffe instantanée - Ampoule éclairant le travail, interrupteur dans le manche - Transfo incorporé - Panne fine, facilement amovible, en métal inoxydable - Convient pour tous travaux de radio, transistors, télévision, téléphone, etc. - Grande accessibilité - Livré complet avec cordon et certificat de garantie 1 an, dans un élégant sachet en matière plastique à fermeture éclair. Poids : **78 g** NET. Valeur : 99,00.

Les commandes accompagnées d'un mandat, chèque, ou chèque postal C.C.P. 5608-71 bénéficieront du franco de port et d'emballage pour la Métropole.

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin - PARIS-XI^e

ROQ. 98-64

RAPY

WS-22

(Suite de la page 30.)

service par un relais 12 V ayant son excitation en parallèle avec celle des relais de commutation émission-réception se trouvant à l'intérieur de l'appareil. Ne pas perdre de vue que le positif de la basse tension est appliqué en permanence à la bobine des relais et que la coupure s'effectue dans le négatif.

Une observation très importante est que le pôle négatif de la haute tension ne doit pas être relié à la masse de l'appareil, sinon la modulation devient mauvaise et le potentiomètre de gain HF n'agit plus. Le négatif de la basse tension arrive à l'appareil par une connexion séparée.

En réception, VIA est la lampe HF ; VIB est la mélangeuse et VIC l'oscillateur local du changement de fréquence ; VID est la première MF qu'attaque le BFO V2B ; VIE est la seconde MF ; V2A est la détectrice — seules les diodes de cette lampe sont utilisées en réception ; et V3A l'ampli BF.

En émission, V4A est le VFO ; V6A, B et C les trois lampes PA en parallèle. VIE devient préampli BF et la partie triode de V2A la modulatrice. V3A sert à l'écoute locale de la modulation. L'une des diodes de V5A sert de limiteuse et l'autre de contrôle automatique de modulation.

Nous pensons que ces renseignements permettront aux amateurs avertis de tirer parti du WS-22 en leur possession. Un appareil aussi compliqué n'est évidemment pas pour les novices.

J. N.

Vous n'avez peut-être pas tous les derniers numéros

« RADIO-PLAN »

Vous y auriez vu notamment

N° 203 DE SEPTEMBRE 1964

- Détecteur électronique d'approche.
- Ampli-stéréo très haute fidélité.
- Technique de la haute fidélité.
- Petits montages à 3 transistors.

N° 202 D'AOUT 1964

- Comment construire un bon ampli p...
- Equipement d'une vedette téléguidée.
- Récepteur à amplification directe.
- Que savez-vous des impulsions ?

N° 201 DE JUILLET 1964

- Quels schémas choisir en BF.
- Télévision bistandard et multicanal.
- Alimentation secteur pour appareils à
- Dépannage TV.

N° 200 DE JUIN 1964

- Le compact et l'automatisme.
- Emetteur récepteur à 6 transistors.
- L'adaptation parfaite.
- Ampli bicanal pour guitare.

N° 199 DE MAI 1964

- Atténuateur de son.
- Radio commande pour vedette rapide
- Clôture électrique.
- Les bases du transistor.

N° 198 D'AVRIL 1964

- Le second programme TV.
- Magnétophone facile à réaliser.
- Circuit doseur de l'effet stéréo.
- Cellule photoélectrique à effet avan

N° 197 DE MARS 1964

- Ensemble pour guitare électrique.
- Réception du second programme.
- La Radio Maritime.
- Dépannage TV, la séparation.
- Super BF sans transfo de sortie.

1.50 F le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLAN », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, à notre compte chèque postal : **5608-71**. Votre marchand de journaux habituel se procurer ces numéros aux Transports-Presse.

COURRIER DE RADIO-PLANS

(Suite de la page 19.)

V. L..., à Toulon.

Sur l'écran du téléviseur qu'il a monté apparaît en l'absence d'émission une ligne blanchâtre verticale. Ce défaut disparaît dès qu'une émission est captée. D'autre part, l'écran est constellé de petites taches lumineuses. Voudrait connaître l'origine de ces anomalies et le remède qu'il y a lieu d'y apporter.

La ligne blanche qui apparaît en l'absence d'émission, peut être due soit à un défaut de la lampe de puissance ligne, soit à un léger défaut du transfo d'adaptation, soit encore à une oscillation parasite. Une vérification à l'oscilloscope serait nécessaire; de toute façon, cet incident a peu d'importance puisqu'il disparaît en cours d'émission.

Les points blancs lumineux sur l'image constituent une perturbation plus sérieuse. Il faut d'abord s'assurer s'ils prennent naissance dans le récepteur lui-même. Pour cela, il suffit de vérifier s'ils subsistent lorsque l'antenne est débranchée.

Dans ce cas, il peut s'agir d'un mauvais contact ou d'une effluve. Vérifiez le câblage et, en particulier, les points de masse soudés sur le châssis. Voyez les lampes. Enfin, assurez-vous qu'il ne se produit aucune effluve entre le circuit THT et les parties voisines du montage.

H. D..., à Darnetal.

Veut réaliser un orgue électronique mettant en œuvre un haut-parleur à excitation. Comment remplacer ce dernier par un haut-parleur à aimant permanent ?

Pour utiliser un haut-parleur à aimant permanent sur l'orgue électronique, il vous suffira de remplacer l'excitation du haut-parleur par un self de filtre de 1 800 ohms pouvant supporter 65 millis.

Au cas où vous ne trouveriez pas de self ayant cette résistance, vous pouvez en utiliser une de 500 ohms qui est plus courante et la mettre en série avec une résistance bobinée de 10 watts de 1 000 à 1 500 ohms.

J. B..., à Pantin.

Possédant un téléviseur commercial à transistors prévu pour la réception de la 2^e chaîne, se plaint qu'après l'adjonction du tuner il reçoit très bien selon le réglage de ce tuner soit l'image, soit le son, mais jamais les deux à la fois. Faut-il prévoir un filtre passe-bande pour rétrécir la bande passante ?

Effectivement, vous devez placer sur le rotacteur de votre récepteur de télévision une barrette dotée d'un filtre de bande réduisant la bande passante de manière à avoir l'image et le son pour le même réglage de votre tuner.

Nous pensons que vous auriez intérêt à consulter le constructeur qui pourrait vous fournir les pièces nécessaires à cette adaptation.

M. D..., à Pierrepont-Avre.

Comment éviter sur un récepteur portatif à lampes alimenté par piles que l'étage changeur de fréquence décroche ?

Comment fait-on pour connaître la dissipation de puissance que peut supporter une résistance ?

Si votre poste décroche, cela provient de l'étage changeur de fréquence et vraisemblablement de la IR5 qui peut être affaiblie. Essayez de remplacer cette lampe.

Essayez également d'augmenter la tension sur l'anode oscillatrice.

Il n'existe pas de moyen pratique pour connaître le wattage d'une résistance agglomérée celle-ci dépend des dimensions et, pour la résistance bobinée, de la section du fil utilisé.

Généralement, les radio-techniciens apprécient d'après ses dimensions la puissance que peut dissiper la résistance.

On peut toujours effectuer une mesure qui indiquera approximativement la puissance dissipée. Elle consiste à augmenter l'intensité d'un courant électrique dans cette résistance jusqu'à l'obtention d'un échauffement raisonnable de celle-ci. On peut alors calculer la puissance dissipée par la formule $W = R \cdot I^2$.

A. S..., à Puteaux.

Ayant réalisé un récepteur AM-FM à lampes, constate les anomalies suivantes :

- Ronflement assez intense;
- Echauffement important du transformateur d'alimentation;
- Pertes de courant au châssis.

Quelles peuvent être les erreurs commises ?

Les ronflements que vous constatez peuvent être dus à un défaut de filtrage. Il faudrait donc augmenter la valeur des condensateurs électrochimiques ou prévoir une cellule de filtrage supplémentaire.

Si le transformateur d'alimentation chauffe très fort, cela provient soit d'une consommation excessive du récepteur, soit de ce que le transfo n'a pas la puissance suffisante pour l'alimentation.

Il faudrait, tout d'abord, vérifier la consommation des lampes, en particulier des ECL82 — afin de vous rendre compte si elle correspond à la valeur indiquée par les constructeurs.

A notre avis, le transformateur de 300 mA sera suffisant.

En ce qui concerne le courant sur le châssis, ceci est un phénomène normal, car vous devez avoir des condensateurs de découplage entre les extrémités du primaire et le châssis. Il y a donc un certain courant qui traverse ces condensateurs, vous n'avez donc pas à vous inquiéter de cet état de chose.

A..., à Maisons-Alfort.

Quel est le principe des appareils stroboscopiques utilisés par certains mécaniciens pour la mise au point de l'allumage des voitures ?

Un appareil stroboscopique de ce genre est constitué par une simple lampe au néon alimentée par le secteur alternatif. Les éclats successifs de la lampe permettent d'obtenir l'effet stroboscopique qui consiste en une réduction apparente du phénomène observé.

On peut également alimenter la lampe à l'aide d'un petit alternateur que l'on fait entraîner par le moteur de la voiture, ce qui permet de mieux synchroniser la fréquence des éclats avec la vitesse du moteur.

M. B..., à Meaux.

1° Possède un poste sur lequel la réception disparaît en partie, soit rapidement, soit progressivement en deux ou trois secondes. Une impulsion produite par la manœuvre d'un interrupteur ou le branchement d'un appareil électrique quelconque rétablit la réception dans sa puissance primitive.

2° Constate sur un changeur de fréquence un réglage extrêmement pointu accompagné de sifflements comme une détectrice à réaction.

1° La panne de votre appareil vient certainement de la déféctuosité d'une lampe. Un essai au lampemètre ne vous donnerait aucune indication puisqu'il s'agit d'une panne intermittente. Le mieux est de changer les lampes une à une.

2° Il s'agit vraisemblablement d'un accrochage. Vérifiez le blindage de vos lampes. Voyez si les connexions ne sont pas trop longues. Vérifiez les points de masse. Enfin, revoyez l'alignement.

DÉTECTEUR ÉLECTRONIQUE D'APPROCHE

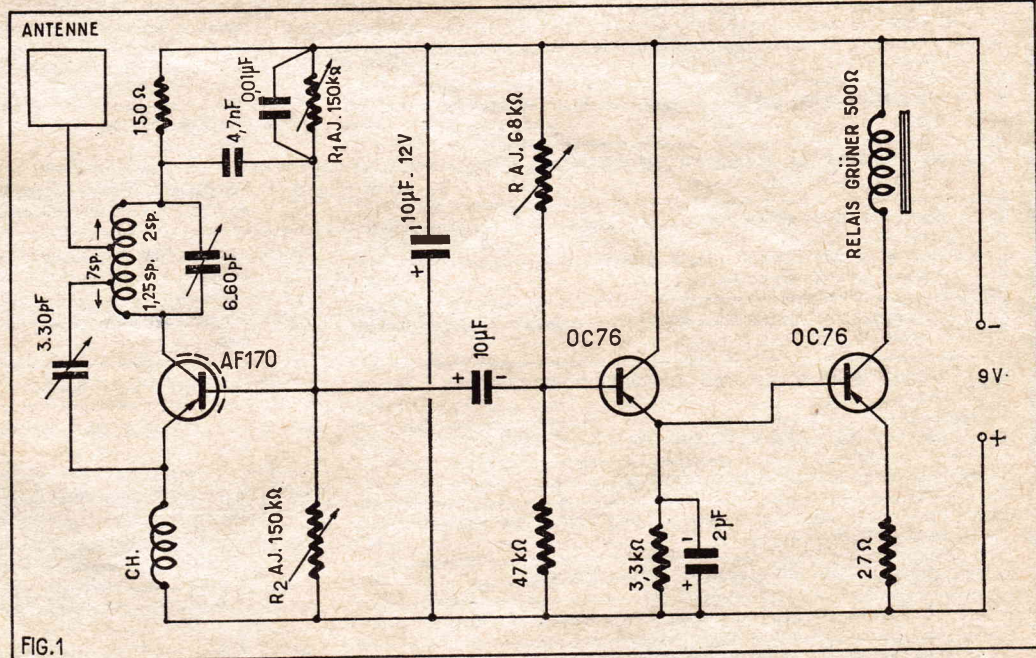


FIG.1

Nous publions ci-dessus la fig. n° 1 (schéma du détecteur électronique) décrit dans notre numéro précédent et qui aurait dû être à la place du schéma inséré par erreur dans cet article.

MATÉRIEL RADIO

100 CONDENSATEURS assortis, valeurs diverses 13.50

100 RÉSISTANCES assortis, valeurs diverses... 8.50

— MICRO AMPLI BF..... 5.00

— MICRO AMPLI HF..... 9.00

— MICRO AMPLI puissance..... 12.00

— CIRCUIT-IMPRIMÉ « VEROBOARD »... 10.00

● AUTO TRANSFORMATEURS 110/220 VOLTS ●

40 W 10.00 - 80 W 12.00 - 100 W 14.00 - 150 W 18.00

(Port : 3.00)

250 W 26.00 (+ Port 6.00) ● 350 W 30.00 (Port 8.00)

500 W 36.00 - 750 W 48.00 - 1 000 W 59.00

(Port : 10.00)

1 500 W 85.00 - 2 000 W 120.00 (Port : 15.00)

10 TRANSISTORS 23.00

2×OC44, 3×OC45, 3-OC71, 2×OC72 ou Equivalent avec lexique. — Tous les Redresseurs et Diodes Silicium.

TECHNIQUE-SERVICE

FERMÉ LE LUNDI

17, passage Gustave-Lepou - PARIS-XI°.

Tél. : RQ. 37-71 - Métro : Charonne

C. C. Postal 5643-45 PARIS

● Documentation « Matériel divers » RP 10 sur demande contre 1 F en Timbres-poste ●