

radio plans

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

XXXII^e ANNÉE — N° 212 — JUIN 1965
1,50 F — Prix au Maroc : 173 FM — Algérie : 170 F

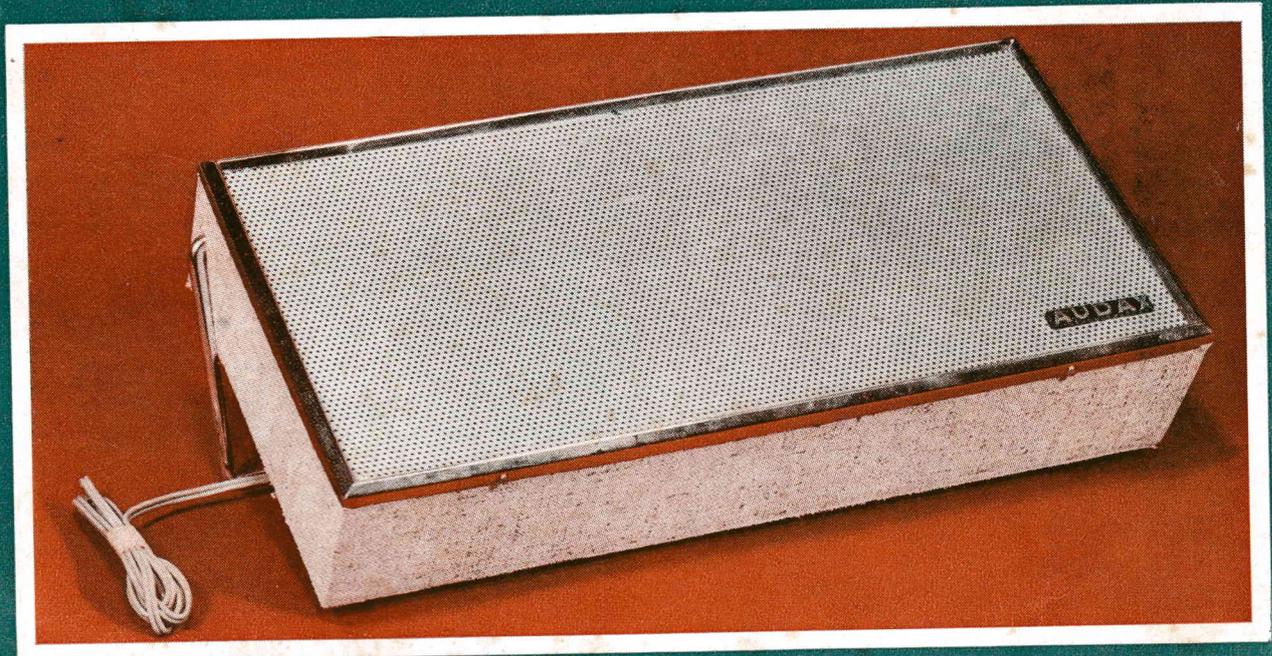
Dans ce numéro :

UN CONVERTISSEUR ECF 801 - 21 MC POUR ECOUTER DES BANDES DX

Les plans en vraie grandeur de :
UN MAGNÉTOPHONE

**UN RECEPTEUR REFLEX
A 4 TRANSISTORS**

**UN AMPLI HI - FI
STÉRÉOPHONIQUE etc..., etc...**



**H.P.
A EFFET D'ESPACE
POUR POSTE
VOITURE**

(voir page 22)

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 en timbres-poste.

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS



la revue du véritable amateur sans-filiste

LE DIRECTEUR DE LA PUBLICATION Raymond SCHALIT

DIRECTION -
ADMINISTRATION
ABONNEMENTS

43, rue 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° Chaque lettre ne devra contenir qu'une question ;
- 2° 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° S'il s'agit d'une question d'ordre technique, joindre en plus un mandat de 2,00 F.

A..., Voiteur.

Vient d'installer un téléviseur qui fonctionne assez bien, mais il se produit des « frissons » dans le sens vertical. Les lignes dans ce sens ne sont pas nettes. Quel remède apporter ? Quel réglage faut-il faire éventuellement ?

Nous ne voyons pas très bien ce que vous entendez pas « frissons » dans le sens vertical. Est-ce que l'image est affligée d'un tremblement dans ce sens ou est-ce un défaut de concentration ?

Dans le premier cas, il faudrait augmenter la polarisation de la cathode de la lampe trieuse (base de temps verticale), cette polarisation est généralement obtenue en appliquant sur la cathode une tension positive de l'ordre de 25 volts à l'aide d'un pont de résistance placé entre + HT et masse.

Pour remédier à cela, il suffit de changer ou d'augmenter la valeur de la résistance allant à la masse.

S'il s'agit d'un défaut de concentration, il faut agir sur le potentiomètre de concentration, si celui-ci ne permet pas une focalisation convenable, il faut agir sur les résistances qui doivent se trouver de part et d'autre.

B..., Mercy-le-Bas.

Constate que l'écran de son téléviseur est en permanence barré par deux bandes horizontales parallèles formulant de points blancs. Ce phénomène est le même avec ou sans porteuse sur le canal 6. Par contre il n'existe pas sur le canal de Luxembourg.

L'image est de plus affectée de moirures.

Il faudrait, tout d'abord, vérifier si le phénomène se produit avec la même intensité lorsque l'antenne est débranchée.

Si oui, il s'agit d'un phénomène intérieur au récepteur, sinon — et c'est ce qui nous paraît le plus probable — il s'agit d'un parasite extérieur synchronisé sur le 50 périodes du secteur.

Vérifiez votre installation électrique et les appareils ménagers du voisinage.

Le moirage de l'image peut être due à une oscillation parasite. Essayez le remplacement du tube changeur de fréquence.

G..., Troyes.

Quelles sont les caractéristiques de l'émetteur 2^e chaîne devant entrer en fonction prochainement dans la région de Troyes ?

L'émetteur 2^e chaîne de Troyes fonctionnera dans la bande IV sur le canal 24 avec polarisation horizontale.

- Fréquence image 495,25 MHz
- Fréquence son 501,75 MHz

Cet émetteur devra être mis en service fin juin 1965.

P.L..., Marseille (8^e).

Possède un ancien téléviseur mono-ca-

nal et voudrait savoir s'il est possible de le transformer en multicanaux comme les appareils modernes.

La modification de votre téléviseur est une opération assez délicate et pour que nous puissions vous conseiller il faudrait que nous possédions le schéma et les caractéristiques de cet appareil.

En effet, il est possible que les transfos MF image et son ne soient pas accordés sur les fréquences normalisées et, dans ce cas, un roctateur actuel ne pourrait être adapté.

A notre avis, la meilleure solution serait de remplacer toute la partie réception par une platine complète précablée, du genre de celles que nous utilisons pour nos réalisations.

Vous pourriez vous inspirer pour le raccordement de la réalisation que nous avons publié dans le n° 204.

D.J..., Dammarie-les-Lys.

Par quel transistor remplacer le 2N741 utilisé sur le petit émetteur du n° 208 ?

Peut-on remplacer la résistance de 100 megohms mentionnée pour la self de choc par une de valeur plus faible ?

Le type de quartz utilisé a-t-il une influence sur l'émission ?

Le transistor 2N741 est, en effet, difficilement trouvable en France mais vous pouvez parfaitement le remplacer par l'AF118 sans aucune modification du montage.

Vous pouvez bobiner la self de choc sur une résistance de 1 mégohm valeur plus courante.

Le quartz influe uniquement sur la fréquence de l'oscillation HF.

L.H..., Paris (1^{er}).

Demande si l'utilisation du convertisseur universel décrit dans le n° 208 est possible sur un téléviseur Gramma 43T255. Si oui comment obtenir la fréquence voulue pour le balayage lignes

Votre téléviseur étant un appareil ancien nous ne possédons pas de renseignement précis à son sujet. Vérifiez sur la notice ce qui devait accompagner ce poste si les fréquences intermédiaires image et son sont celles normalisées que nous indiquons dans notre article.

Le bobinage dont vous nous entretenez sert pas, comme vous le supposez, aux fréquences lignes mais au réglage de l'amplitude lignes. Vous n'avez donc pas à vous en préoccuper.

Le réglage de la fréquence se fait certainement par une petite tirette prévue à l'arrière du poste laquelle manœuvre une résistance variable incorporée dans un multivibrateur. Il vous suffira de prévoir un potentiomètre comme il est indiqué dans les exemples que nous donnons en fin d'article. Auparavant vérifiez si l'adaptation est possible.

M.H..., Quimper.

Ayant réalisé un émetteur expérimental à transistor constate qu'à quelques mètres d'un récepteur-secteur fonctionnant sur un cadre l'émission est reçue très puissamment. Mais cette émission n'est audible que de part et d'autre du point d'accord exact. Pour ce dernier on n'entend rien. Quelle peut être la cause de ce phénomène.

Le phénomène que vous constatez concernant la réception sur un récepteur secteur d'un émetteur à transistors placé à quelques mètres est dû, à notre avis, à ce que le champ à alors une valeur telle qu'il bloque soit la détection, soit un étage FM commandé par l'anti-fading.

Nous pensons qu'en vous éloignant vous pourriez retrouver une meilleure réception lorsque l'accord exact est réalisé entre l'émetteur et le récepteur.

(Suite page 65)

SOMMAIRE DU N° 212 - JUN 1965

	Pages
Convertisseur ECF801-21MC	19
Au VIII ^e Salon international des composants électroniques	21
Métronome à transistors	24
Magnétophone de haute qualité, facile à réaliser	26
Nos problèmes de câblage	31
Quelques conseils aux néophytes	32
Ampli HI-FI stéréophonique 2 x 12 W avec préampli correcteur	36
Caractéristiques thermiques des transistors	42
Le code des couleurs des condensateurs	45
Le Système Sécam : Analyse pratique d'un récepteur TV en couleurs	46
Quelques montages pratiques des cellules photorésistantes	49
Réaction positive et négative : Contre-réaction spéciale	51
Récepteur réflex à quatre transistors	54
Montages VF et synchro 819-625 lignes	57
Le Tuner FM II	60



PUBLICITE :
J. BONNANGE
44, rue TAITBOU
PARIS (IX^e)
Tél. : TRINITE 21-1

Le précédent n° a été tiré à 46.045 exemplaires

BON DE RÉPONSE Radio-Plans

ÉCOUTEZ LES BANDES D.X. AVEC CE CONVERTISSEUR ECF 801-21 MC

par H. JANSEN

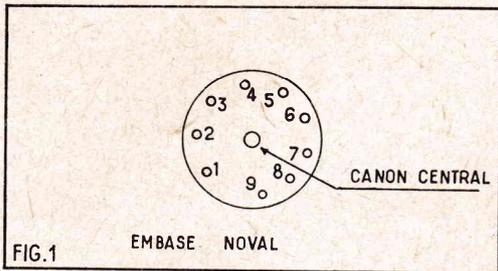


Fig. 1. — 1 et 3 : cathode + écran (1) + G 3 — 2 : G 1 de la pentode. — 4 et 5 : filaments. — 6 : anode pentode. — 7 : écran pentode. — 8 : plaqué triode. — 9 : grille triode. — Élément pentode : filaments : 6,3 volts - 0,41 ampère ; pentode : 160 volts plaqué ; écran : 120 volts ; polarisation grille G 1 : — 1,2 volt ; I_a : 10 millis ; I écran : 3 millis ; pente : 10 millis/volt ; résistance 350 K Ω

interne — Élément triode : $S = 8,5$ millis/volt — V_a : 100 volts ; polarisation grille : — 3 volts ; I_a : 15 millis ; I oscil. : 1,6 volt. (1) écran séparant les parties triode et pentode. Cet écran est réuni à la masse avec les 2 cathodes et G 3

Le tube ECF 801, prévu pour la TV en couleurs peut rendre de grands services à l'amateur. En effet, cette nouvelle lampe changeuse de fréquence, permet l'écoute des bandes DX avec une étonnante facilité (voir sur fig. 1, brochage et caractéristiques du tube).

L'adaptateur simple et économique pour la bande des 15 mètres que nous décrivons ci-après est de réalisation extrêmement facile et ne demande que du soin.

La plus grande partie du matériel employé se trouve aisément dans le commerce. Le schéma très simple (fig. 2) n'appelle que peu de commentaires.

Une capacité d'entrée de 3/30 pf, permet d'adapter l'impédance d'antenne. Le bobinage d'accord L_2 est soudé directement aux bornes

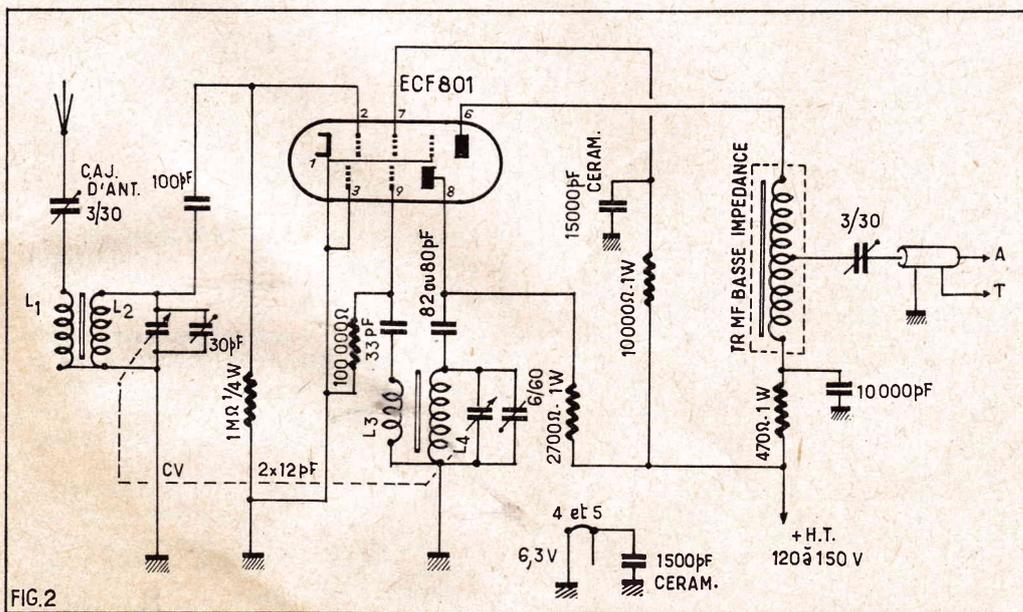


FIG. 2

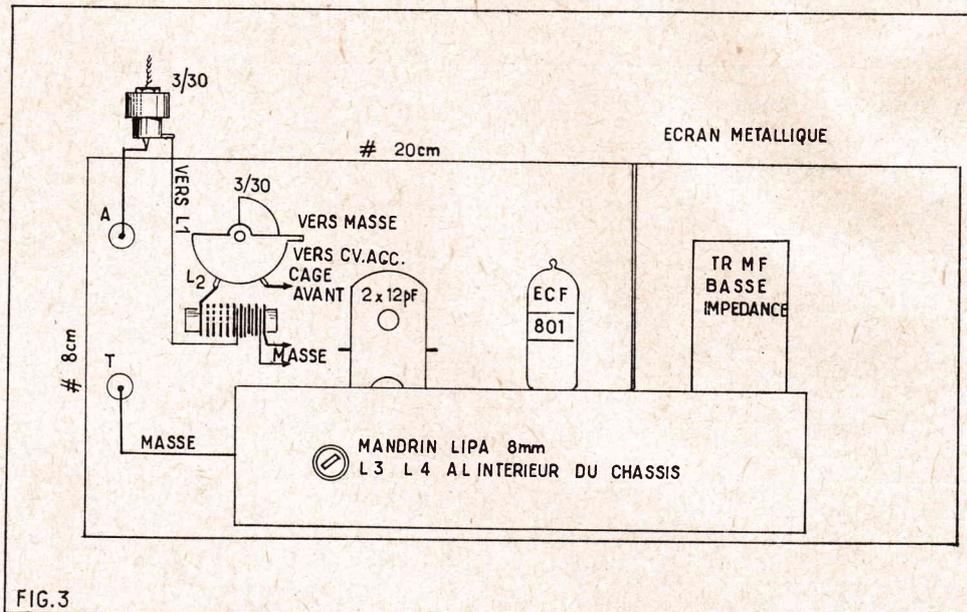


Fig. 3. — Vue de l'arrière, disposition des

d'un petit variable d'environ 30 pf (voir fig. 3). A défaut du CV de 30 pf, prendre un ajustable à lames genre surplus, auquel on soude un axe de 6 mm (c'est la solution que nous avons adoptée).

Si l'on ne dispose pas du petit condensateur variable ou de l'ajustable à lames, un ajustable « cloche », genre Philips ou Transco convient également.

Néanmoins, l'emploi d'un petit condensateur variable permet de retoucher opportunément l'accord d'antenne pour améliorer la réception des stations faibles. Les deux cathodes sont mises à la masse. Le condensateur de 100 pf réuni à la grille de commande et la résistance de 1 M Ω branchée en parallèle, assurent la polarisation. Le CV 2 x 12 pf, employé pour la recherche des stations, est le modèle cou-

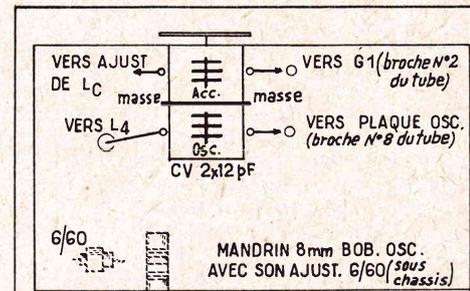


FIG. 4

Fig. 4. — Vue du dessus (partielle)

rant pour la réception de la modulation de fréquence ; on le munira d'un cadran genre « Stockli » avec démultiplicateur à friction (voir disposition du panneau avant, fig. 5). Naturellement, tout autre démultiplicateur peut convenir.

Tous les condensateurs fixes mentionnés sur le schéma sont à diélectrique mica ou céramique sauf la capacité de 10 000 pf en parallèle sur la résistance de 470 Ω qui est un condensateur au papier.

La figure 3 montre la disposition des éléments sur le châssis. La figure 4 donne une vue de dessus partielle avec le détail des différentes connexions arrivant au CV 2 x 12 pf (dans un but de clarté, nous n'avons pas fait figurer les autres éléments sur cette vue supérieure du châssis).

Le transformateur de sortie à basse impédance appelle quelques remarques.

Tout d'abord, la sortie s'effectue sur une fréquence de 3 300 kc environ. Nous avons monté un transformateur à basse impédance, récupéré

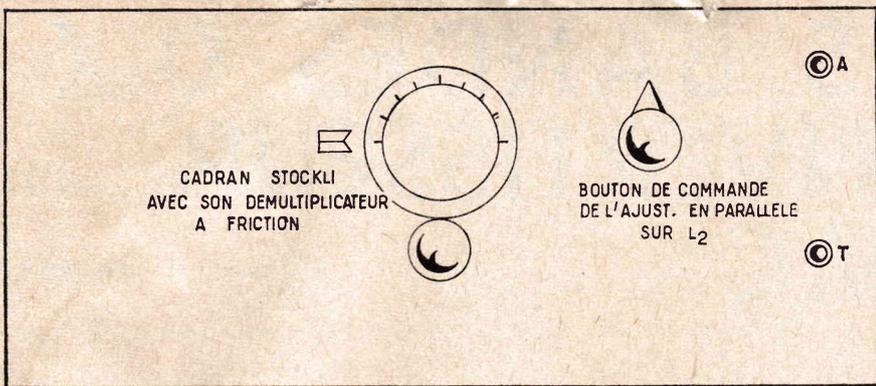


Fig. 5. — Vue du panneau avant.

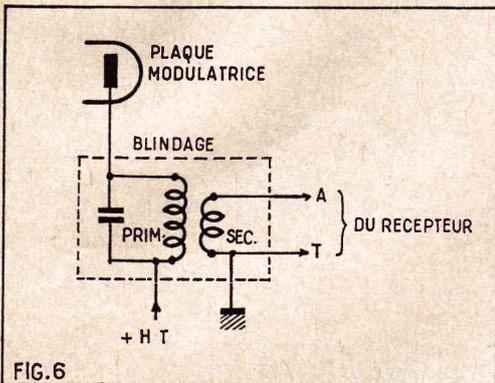


FIG. 6

lors du démontage d'un FVG 16 et que nous avons sous la main. Ce transformateur comprend 2 condensateurs fixes en céramique, de valeur inconnue, branchés en parallèle qui ne figurent pas sur le schéma 1.

Ceux qui ne possèdent pas le modèle de transformateur indiqué ci-dessus, peuvent se procurer dans le commerce des transformateurs à basse impédance de sortie 3,3 Mc environ. Dans ce cas, il y a lieu d'effectuer le montage suivant la figure 6.

Pour les amateurs qui, éventuellement, dési-reraient confectionner eux-mêmes l'inductance de sortie MF, voici les valeurs :

Primaire : 40 tours jointifs de fil 4/10 émaillé.

Secondaire : une vingtaine de tours de fil qui sous soie, bobiné, à la base du primaire avec interposition de 2 à 3 couches de papier isolant.

— Mandrin Lipa, diamètre 10 mm, avec noyau.

— Capacité ajustable de 60 pf en parallèle sur le primaire.

Ne pas négliger d'enfermer le tout dans un blindage.

Suivant les dimensions du transformateur MF, il faudra éventuellement prévoir un châssis un peu plus long que celui indiqué sur la fig. 3. Cependant, nous ne conseillons pas au débutant de construire lui-même le transformateur MF à basse impédance.

La figure 7 donne les caractéristiques des bobines d'accord et d'oscillation.

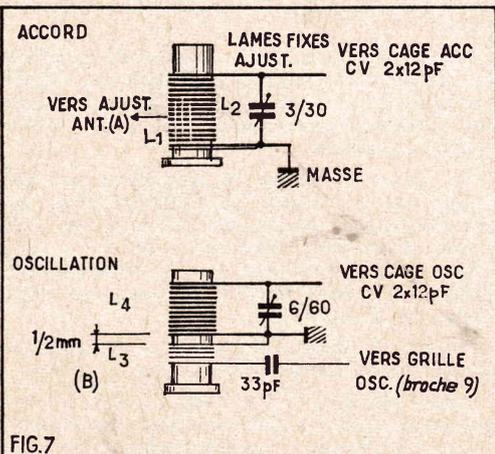
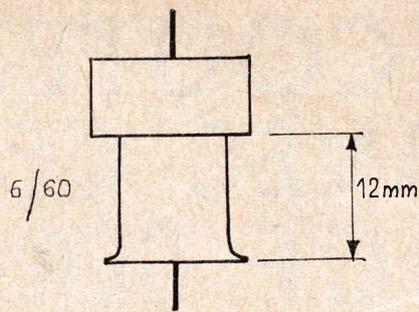


FIG. 7



de la base de l'ajustable. On est sûr dans ce cas d'être aux alentours de la bande 21 Mc.

Procéder à ces opérations en fin de journée vers 17, 18 ou 19 heures et de préférence samedi ou un dimanche, en période d'inactivité sur la bande.

Dès l'audition d'une station, retoucher les noyaux et les ajustables pour parfaire le maximum d'audition ; régler également le trim d'antenne en conséquence.

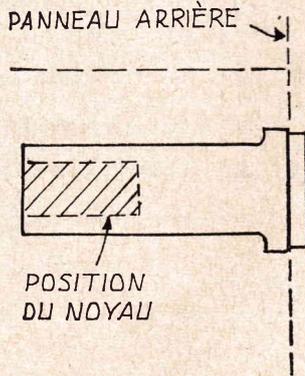
Il faut prévoir un petit coffret métallique aéré pour y loger l'appareil après sa mise au point ; ne pas négliger d'éloigner suffisamment les blindages des bobines.

Les performances de ce convertisseur sont excellentes s'il est réalisé avec soin et en faisant des connexions courtes.

En fin d'après-midi, le Canada, les U.S.A., le Brésil, la Côte-d'Ivoire arrivent assez fortement avec une antenne intérieure.

Comparé à un adaptateur à quartz avec un HF cascode, les résultats se sont avérés très satisfaisants, voire supérieurs au point de vue sensibilité.

H. JANSEN



— Sortir les lames de l'ajustable du circuit d'accord de 60° environ et visser le noyau magnétique jusqu'au milieu du mandrin ;

Ensuite, enfoncer la cloche mobile de l'ajustable 6/60 de telle manière que ses bords se situent à une distance approximative de 12 mm

Fig. 7. — Pour le 21 Mc. - L2, 10 tours de fil émaillé 5/10 sur carcasse filetée de 10 mm munie de l'intérieur d'un mandrin LIPA de 8 mm avec son noyau ; L4, 10 spires jointives de fil émaillé 5/10 sur mandrin LIPA Ø 8 mm muni de son noyau (grand noyau) ; L3, 7 spires 1/2 jointives de fil fin (2/10) sous soie bobinées à la base de L4, espacement entre les 2 enroulements : 1/2 millimètre environ. Fixer les différents enroulements avec du vernis HF.

A NOS LECTEURS

Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

Nombre d'entre eux se livrent à de nombreux essais et à des expériences originales d'autres, qui ne possèdent évidemment pas tout l'outillage ou l'appareillage nécessaire aux travaux qu'ils veulent entreprendre, dont l'achat serait trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses. Les amateurs trop onéreux, ont recours à des « astuces » souvent fort ingénieuses.

Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, monté, qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque) si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour faciliter un travail délicat faites-nous-en part.

En un mot, communiquez-nous (avec tous les détails nécessaires, tant par le texte que par le dessin, simples croquis qui n'ont besoin que d'être clairs) ce que vous avez pu imaginer dans le sens indiqué.

Selon leur importance, les communications qui seront retenues pour être publiées vaudront à leur auteur une prime allant de 10,00 à 50,00 F ou exceptionnellement davantage.

qui se caractérise par sa grande sensibilité et sa forte résistance interne (100 mégohms sur tous les calibres, continu et par son autonomie totale (alimentation réseau et pile).

Les établissements Centrad présentaient outre le contrôleur 517 de 20 000 ohms par volt en continu et 4 000 ohms par volt en alternatif, le voltmètre 442, qui est un appareil insensible aux fausses manœuvres et présente une impédance d'entrée constante de 17 mégohms en continu. Cette firme a également mis au point une mire pour les téléviseurs couleur.

La production METRIX est extrêmement étendue. Elle comprend des contrôleurs portatifs (460B, 462, 463B, 430C, 432, 448B, 477 et 478 ; des voltmètres électroniques ; des générateurs BF, VHF et UHF tout à fait remarquables, des mires, oscilloscopes wobuloscopes et marqueurs répondant à tous les besoins de la technique moderne. Signalons en particulier un ensemble traceur de courbes de réponse constitué par un oscilloscope 201, un wobulateur 235 et un marqueur 901.

Nous avons particulièrement remarqué au stand SOLEA un traceur oscilloscopique de courbes pour semi-conducteurs. Cet appareil permet de tracer sur l'écran d'un tube cathodique incorporé les divers réseaux de courbes caractéristiques des transistors (npn et pnp), diodes et autres composants semiconducteurs.

Nous citerons pour mémoire la production RIBET-DESJARDINS qui a fait l'objet d'un compte rendu détaillé dans notre rubrique nouveauté. Signalons toutefois un oscilloscope miniature qui bien que paraissant un jouet par ses dimensions n'en est pas moins un remarquable appareil de service. Il possède notamment un dispositif de synchronisation extrêmement énergique.

Et voilà bouclé notre tour d'horizon concernant ce VIII^e Salon des Composants électroniques. Bien que cet exposé soit fort long nous sommes loin d'avoir signalé tout ce qui méritait de l'être. Avons-nous seulement réussi à donner une idée de l'ampleur des réalisations de notre dynamique industrie électronique. Au

terme de cet article nous en doutons un peu. Que nos lecteurs nous en excusent, mais qu'ils comprennent qu'un volume n'y aurait pas suffi. Nous comptons en cours d'année, dans notre rubrique « Nouveautés », reprendre avec plus de détails cette tâche d'information. Nous espérons en cela être aidés par les nombreux constructeurs à qui nous avons demandé de nous adresser toutes documentations techniques concernant les composants et matériels qu'ils seront susceptibles de produire.

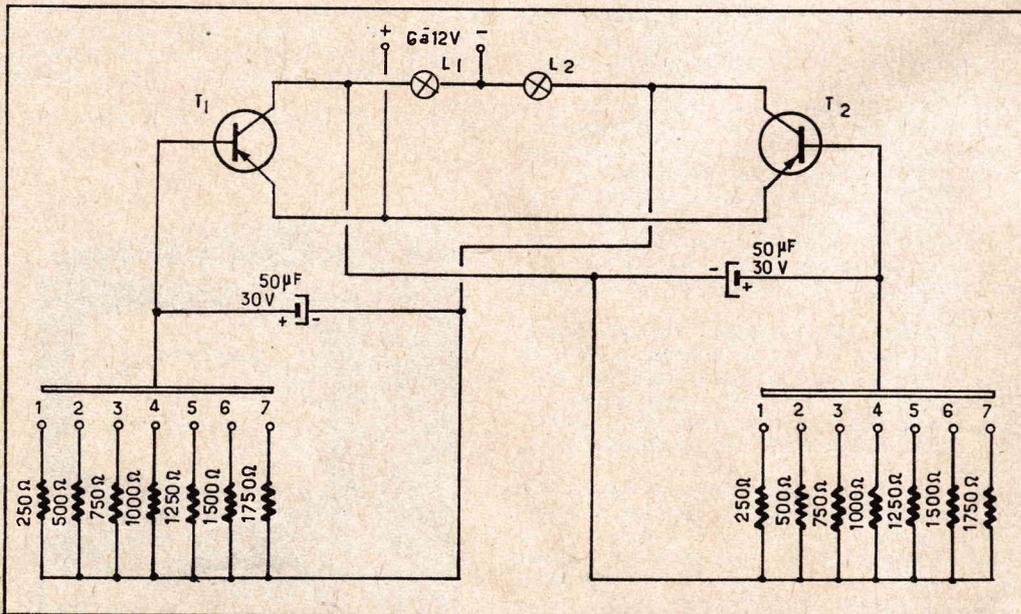
BAPTEME DE PROMOTION A L'ECOLE CENTRALE D'ELECTRONIQUE

La 31^e promotion des cours supérieurs préparant à la carrière d'ingénieur a été baptisée selon la tradition, le 2 avril 1965.

Ce fut encore une cérémonie souriante grâce à l'amabilité du parrain : M. Robert Warnecke, directeur du Centre de Physique Electronique et Corpusculaire à la Compagnie Générale de Télégraphie Sans Fil, et à la gentillesse de la marraine : Nicole Courcel.

Nous avons remarqué parmi l'assistance qui s'accroît d'année en année, des parrains des promotions précédentes : MM. S. Mallein (F.N.I.E.), le colonel Babin (adjoint au directeur général à la L.C.T.), M. P. Rivère (ingénieur en chef à la C.S.F.), M. A. Clément (directeur général à la S.E.C.R.E.), M. P. Nozières (directeur technique de la Radiotechnique) et des personnalités du monde scientifique et industriel parmi lesquelles nous avons reconnu : M. Arnault (L.T.T.), Besson René (directeur Export C.F.T.H.), Caplin (direction T.R.T.), Costet (directeur S.P.I.R.E.), le professeur Estripeaut, M. Galligani (ingénieur C.S.F.), M. Petit Jean (chef de Bureau au C.E.A.), M. Pivert (directeur technique Télé Avia), Pousset Jacques, Rovarch André (directeur Fabrication Radiotechnique), Romieux (ingénieur C.F.H.), Van den Heede Roger (chef d'Exploitation à Europe I), Viennot J. (attaché à la direction C.S.F.), M. Giniaux Georges (directeur des Editions Chiron), M. Fighiera (rédacteur en chef du « Haut-Parleur »), etc.

METRONOME A TRANSISTORS



Ce métronome étant d'utilisation multiple on peut :

Soit faire clignoter L_1 et L_2 ensemble sur différentes fréquences en plaçant C_1 et C_2 au même endroit sur une des 7 positions (Ex. : 1-1, 2-2, 3-3, etc.).

Soit faire clignoter L_1 et L_2 séparément sur différentes fréquences en plaçant C_1 et C_2 séparément sur une des 7 positions (Ex. : 1-3, 2-6, 5-7, 5-4, etc.).

Pour T_1 et T_2 j'ai employé deux OC72 avec pour L_1 et L_2 deux ampoules 6,3 V 0,1 A, mais pour avoir une plus grande puissance on em-

ploiera des OC74 pour des ampoules de 6,3 V 0,3 A ou 12,6 V 0,3 A.

Les commutateurs C_1 et C_2 sont deux commutateurs séparés à 1 circuit 7 positions que l'on trouve facilement dans le commerce, les résistances seront du type à couches 1 W à 2 %, si possible ou 5 % au maximum.

L'alimentation se fait à partir d'une source de courant continu de 6 à 12 V.

Le schéma se suffit à soi-même et ne justifie pas d'explications supplémentaires.

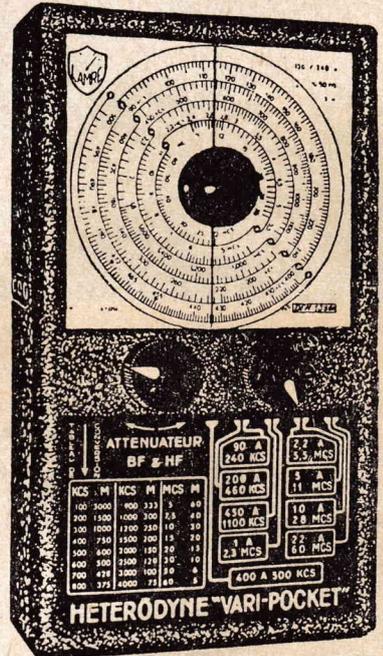
Pierre LAFONT.

JEU UNIQUE

Si vous désirez acquérir des appareils de mesure sans reproche, bien étudiés, d'un emploi pratique, d'une présentation identique et agréable, étalonnés individuellement avec grande précision, d'un prix qui vous garantisse la qualité du matériel et du travail, achetez sans hésitation notre : HETERODYNE VARI-POCKET et notre CONTROLEUR MULTI-POCKET. Ils vous feront grand usage avec entière satisfaction.

HETERODYNE VARI-POCKET 182

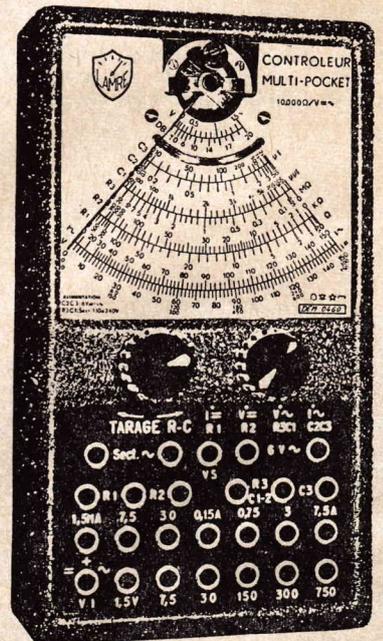
9 gammes étalées de 90 Kc à 60 Mc sans trou. Bande MF de 400 à 500 Kc. MONTAGE ALTERNATIF.



PRIX avec ses câbles de liaison 207,00
TOUTES TAXES COMPRISES

CONTROLEUR MULTI-POCKET 246

10 000 OHMS/VOLT CONT. ET ALT. 40 calibres.



PRIX avec ses pointes de touche 228,00
TOUTES TAXES COMPRISES

Documentation RK-065 sur demande
Remise aux lecteurs

LES APPAREILS DE MESURES RADIO-ELECTRIQUES

SAINT-GEORGES-SUR-CHER (Loir-et-Cher)

C.C.P. 959-76 ORLEANS

Tél. : 55 à Saint-Georges-sur-Cher

magnétophone ^{autre} de haute qualité facile à réaliser

Cet appareil réunit tous les perfectionnements et les qualités que l'on rencontre seulement sur les magnétophones de grande classe. Il a été étudié en vue de satisfaire l'utilisateur le plus exigeant et pour cela il ne met en œuvre que des pièces sélectionnées pour leurs qualités et leur robustesse. Afin de vous permettre d'apprécier ses possibilités voici ses caractéristiques essentielles.

Il est équipé d'une platine à 3 vitesses de défilement : 4,75 cm/seconde, 9,1 cm/seconde et 19 cm/seconde. La première procure une bande passante de 60 à 7500 Hz et une durée d'audition de 4 heures par piste ; la seconde, une bande passante de 50 à 15000 Hz et une audition de 2 heures par piste ; la troisième une bande passante de 40 à 22000 Hz et une audition de 1 heure par piste. Le pleurage est inférieur à 0,15 %. Cette performance est obtenue grâce à une mécanique de haute précision et particulièrement grâce à l'emploi d'un moteur équilibré dynamiquement.

Cette platine est prévue pour recevoir des bobines de grand diamètre : 18 cm. Elle permet le rebobinage et l'avance rapide. Elle comporte un dispositif de verrouillage de sécurité de l'effacement, un compteur de précision avec remise à zéro. Elle peut être équi-

pée de têtes haute fidélité à 2 ou 4 pistes, l'emplacement pour une troisième tête est prévu. Un réglage micrométrique des têtes et de l'azimut permet d'obtenir la disposition procurant le meilleur fonctionnement possible. Le blindage est intégral.

La partie électronique est de classe haute fidélité. Les 4 watts modulés qu'elle délivre constituent une réserve de puissance largement suffisante. Elle comporte une entrée « Micro » et une entrée PU-Radio, des réglages séparés des graves et des aigus, 2 volumes contrôle, et pour la prise « Micro », l'autre pour la prise « PU-Radio ». Elle permet le mixage des signaux appliqués à ces deux prises. Par la mise hors service de l'effacement on peut obtenir des effets de surimpression. Le contrôle de l'enregistrement peut se faire au casque ou par l'observation d'un indicateur cathodique de modulation. Deux haut-parleurs incorporés adaptés par un transfo de sortie à grains orientés contribuent à la haute fidélité de la reproduction sonore. Ces deux HP sont : un elliptique 13 x 19 type HI-FI à gros aimant et un tweeter dynamique (réponse 22000 Hz) pour les aigus. Une prise donne la possibilité de remplacer ces HP par un ensemble extérieur placé en enceinte acoustique. L'amplificateur peut être utilisé pour la sonorisation directe tant « Micro » que Radio ou PU. Enfin l'alimentation met en œuvre un transformateur spécial désaturé de manière à éviter tout ronflement par induction.

Le schéma - Fig. 1

La partie électronique de ce magnétophone met en œuvre une ECC83, une ECC81, une EL84 et un indicateur ruban EM84. Nous allons étudier sa constitution en position enregistrement. Nous verrons ensuite les modifications qu'apporte le passage en position « Reproduction » ou « Lecture ».

Enregistrement. — La prise « PU-Radio » attaque par l'intermédiaire d'un potentiomètre de volume de 1 mégohm la grille d'une des triodes de l'ECC83. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 2200 ohms non découplée de manière à obtenir un effet de contre-réaction d'intensité. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 100 000 ohms. Le signal BF amplifié par cet étage est appliqué, à travers un condensateur de liaison de 47 nF et le dispositif de réglages « graves-aigus », à la grille de la seconde triode ECC81. Nous reviendrons sur ce point.

Le signal délivré par un micro étant plus faible que celui d'un PU Cristal ou d'un poste radio une amplification plus importante est nécessaire. La prise « micro » est reliée par la section A du commutateur « Enregistrement-Lecture » avec la grille de la seconde triode ECC83. Ce circuit grille contient une résistance de fuite de 1 mégohm. La triode est polarisée par une résistance de cathode de 2200 ohms découplée par un 25 MF. Son circuit plaque est chargé par une résistance de 220 000 ohms. Le signal BF amplifié par cet étage est transmis par un condensateur de liaison de 47 nF à un potentiomètre de volume de 1 mégohm destiné à contrôler l'amplitude du signal provenant du microphone. Notons que les deux triodes ECC83 sont alimentées en HT à tra-

vers une cellule de découplage constituée une résistance de 24 000 ohms et un condensateur de 10 μ F. Le curseur du potentiomètre de volume « Micro » attaque à travers 4700 ohms la grille du premier élément triode de l'ECC81. Cette triode est polarisée par une résistance de 2200 ohms située dans le circuit cathode et découplée par un 25 μ F. Sa charge plaque est une résistance de 100 000 ohms. Le signal « Micro » recueilli amplifié dans ce circuit plaque est appliqué tout comme le signal « PU-Radio » à la grille du second élément de l'ECC81 à travers un condensateur de 47 nF et le contrôle de tonalité. Les deux voies d'amplification séparées pour « Micro » et « PU-Radio » comportant chacune leur propre potentiomètre de volume permettent, on s'en rend compte, un mixage particulièrement efficace.

Dans cette position « Enregistrement » le contrôle de tonalité est constitué par un potentiomètre en T formé d'un potentiomètre de 100 000 ohms, une résistance de 470 000 ohms et une de 220 000 ohms située entre le point de jonction du potentiomètre, de la 470 000 ohms et la masse. Cette 220 000 ohms est mise en service par la section D du commutateur. Entre le curseur du potentiomètre et l'extrémité de la 470 000 ohms il y a un condensateur de 68 pF. La partie ohmique de ce dispositif réduit le signal BF d'une façon uniforme quelque soit la fréquence. Mais la présence de 68 pF procure un relèvement du côté extrême aiguë tout l'importance dépend de la position du curseur du potentiomètre. Il est bien évident que ce relèvement est maximum quand le condensateur shunte la totalité du dispositif et pratiquement nul lorsque seule la 470 000 ohms est shuntée.

La sortie de ce contrôle de tonalité attaque comme nous l'avons déjà dit la grille de la seconde triode ECC81. Celle-ci est polarisée par une résistance de 2200 ohms placée dans le circuit cathode et découplée par un condensateur de 25 μ F. Ce circuit contient également une 47 ohms qui forme avec une 390 ohms un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie HP. Le circuit plaque de la triode est chargé par une résistance de 100 000 ohms. Le signal BF prélevé dans ce circuit plaque est transmis à la tête d'enregistrement par un condensateur de 0,1 μ F, une résistance de 100 000 ohms et la section C du commutateur.

La pentode de puissance EL84 sert dans ce cas à produire l'oscillation ultra-sonore nécessaire à l'effacement et à la prémagnétisation. Pour cela elle est associée à un bobinage oscillateur accordé par un condensateur de 1 nF. Il s'agit d'un oscillateur Hartley. La prise intermédiaire du bobinage est à la masse ; un côté est relié à la plaque de la EL84 par un condensateur de 1 nF. L'autre côté est relié à la grille de commande par un condensateur de 270 pF en série avec une résistance de 10 000 ohms. Ce circuit grille contient encore une 4700 ohms et 2 résistances de fuite vers la masse de 470 000 ohms et de 24 000 ohms. En position « Enregistrement » ce circuit grille est fermé par la section F du commutateur. A ce moment les deux résistances de fuite sont en parallèle. Le bobinage oscillateur comporte un enroulement secondaire dans lequel on recueille le signal d'effacement. Il est transmis à la tête d'effacement par l'interrupteur 1P3 qui est solidaire du potentiomètre « aigus ». L'ouverture de ce interrupteur interrompt l'effacement en cours d'enregistrement et permet par conséquent la surimpression.

L'alimentation plaque de la EL84 se fait à travers le primaire du transfo de sortie qui reste en service en position enregistrement, ce qui ne présente aucun inconvénient. La grille

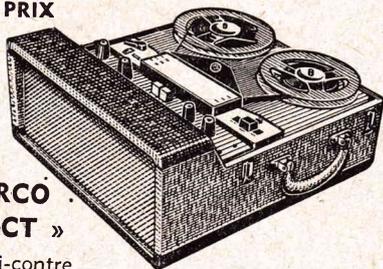
Fig. 1. — Pour les condensateurs de filtrage il faut lire 32 μ F au lieu de 50 μ F

CARACTERISTIQUES ET PRIX

DU

« MARCO
PERFECT »

décrit ci-contre



MAGNETOPHONE HAUTE FIDELITE QUI REUNIT TOUS LES PERFECTIONNEMENTS

- 3 VITESSES : 4,75, 9,5 et 19 cm. Nouvelle platine anglaise haute précision
- PLEURAGE : inférieur à 0,15 %
- MOTEUR surpuissant équilibré
- LONGUE DUREE : bobines de 18 cm (plus de 6 h par piste)
- COMPTEUR DE PRECISION
- VERROUILLAGE DE SECURITE
- TETES 2 ou 4 PISTES (emplacement pour une troisième tête)
- HAUTE-FIDELITE : 40 à 20 000 p/s à 19 cm, 40 à 15 000 p/s à 9,5
- AMPLI 5 WATTS avec MIXAGE et SURIMPRESSION
- 2 HAUT-PAR-LEURS : grand elliptique + tweeter et filtre
- CONTROLE SEPARÉ graves, aigus
- AMPLI DIRECT DE SONORISATION : Micro-Guitare-PU-Radio
- CONTROLE PAR CASQUE et YU-METRE, Ruban magique
- MALLETTE TRES LUXUEUSE 2 TONS, formant enceinte acoustique. Jamais encore un appareil aussi complet et parfait n'avait été offert à un prix de lancement aussi compétitif.

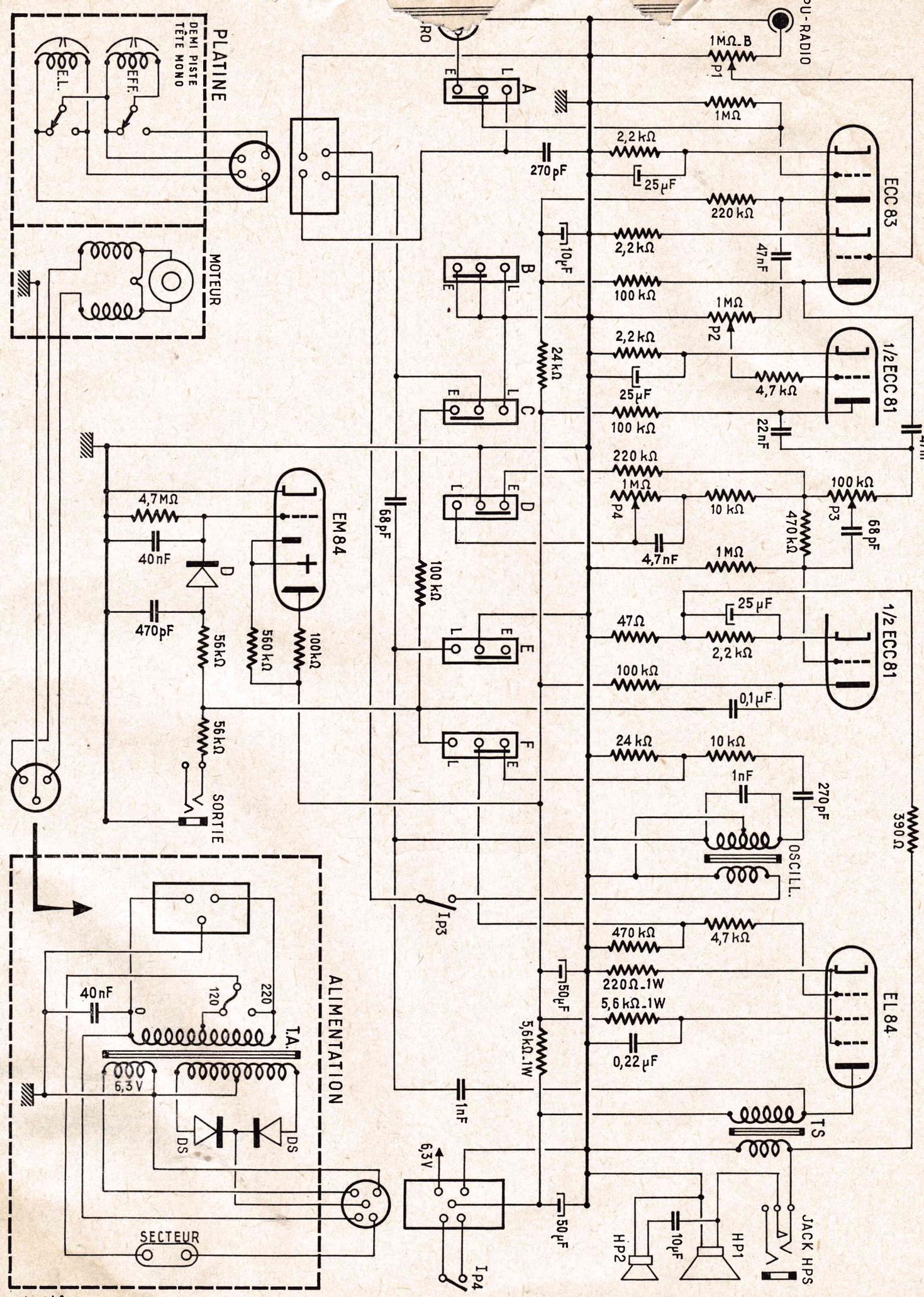
COMPOSANTS "KIT"	302. 1/2 piste.	574,00
	304. 4 pistes.	650,00
EN ORDRE DE MARCHÉ	302. 1/2 piste.	665,00
	304. 4 pistes.	756,00

C'est une réalisation

UNIVERSAL ÉLECTRONICS
117, rue Saint-Antoine, PARIS (4^e)

VOIR aussi notre publicité page 12

FIG.1



écran est alimentée à travers une résistance de 5 600 ohms 1 watt découplée par un condensateur de 0,22 μF . Le circuit cathode contient une résistance de polarisation non découplée de 220 ohms 1 watt.

L'oscillation ultra-sonore prélevée dans le circuit plaque de la EL84 est appliquée à travers un 68 pF à la tête « Enregistrement » pour y provoquer le phénomène de prémagnétisation nécessaire à une reproduction exempte de distorsion.

Le signal BF prélevé sur la plaque de la seconde triode ECC81 est appliqué à la prise de casque de contrôle à travers une résistance de 56 000 ohms. Ce signal est également appliqué à travers une cellule composée d'une résistance de 56 000 ohms et un condensateur de 470 pF à une diode au germanium qui le détecte de manière à faire apparaître la composante continu correspondant à l'amplitude de la modulation. Cette composante qui apparaît aux bornes d'une résistance de 4,7 mégohms shuntée par un 40 nF est appliquée à l'électrode de commande de l'indicateur EM84.

Lecture. — En position lecture la section A du commutateur relie la tête de lecture (qui rappelons-le est la même que celle d'enregistrement) à la grille de la première triode ECC83. Le canal d'amplification « Micro » que nous avons étudié précédemment est donc utilisé pour l'amplification du signal « lu » par la tête magnétique. Il se retrouve amplifié dans le circuit plaque de la 1^{re} triode ECC81. De là il est encore transmis à la grille de la seconde triode après passage par le dispositif de contrôle de tonalité. Ce dernier est modifié par la section D du commutateur qui remplace la résistance de 220 000 ohms par une de 10 000 ohms en série avec un condensateur de 4,7 nF lequel est shunté par un potentiomètre de 1 mégohm monté en résistance variable. Cette branche en dérivation vers la masse permet le dosage des graves. Le signal BF est encore amplifié par la seconde triode ECC81 et est appliqué par la section F du commutateur à la grille de commande de la EL84. Cette

section F du commutateur établit la liaison entre cette électrode et l'oscillateur de manière à supprimer l'oscillation ultra-sonore. Dans ces conditions la EL84 fonctionne en amplificatrice de puissance et actionne les deux HP par l'intermédiaire du transfo de sortie. Nous avons donné les caractéristiques de ces haut-parleurs, nous n'y reviendrons donc pas. Remarquons seulement que le tweeter est attaqué à travers un condensateur de 10 MF. La liaison entre les têtes « Enregistrement » et « lecture » et l'amplificateur s'effectue à travers un commutateur à deux sections, deux positions prévues sur la platine en position de repos qui correspond à « Lecture », la tête d'effacement est court-circuitée par une section qui la met définitivement hors service. L'autre section inverse simplement le branchement de la tête « Enregistrement-Lecture » par rapport à la masse. L'autre position correspond à « Enregistrement », dans ce cas la tête d'effacement est court-circuitée. Un ressort de rappel ramène le commutateur en position « Lecture », il est donc nécessaire de le maintenir en position « Enregistrement » lors de cette opération. Ce système très simple et très sûr évite d'effacer involontairement un enregistrement déjà réalisé.

L'alimentation. — Elle comprend, comme nous l'avons dit, un transformateur spécial désaturé. Ce transformateur permet l'adaptation à un secteur 115 ou 230 V. Il comporte un secondaire 6,3 V pour le chauffage des lampes et un enroulement HT. La haute tension est redressée à deux alternances par deux diodes au silicium IWE4. Le filtrage s'effectue par une cellule composée d'une résistance de 5 600 ohms 1 W et deux condensateurs électrochimiques de 32 μF . L'alimentation HT de l'indicateur de modulation et l'alimentation plaque de la EL84 sont prises avant filtrage. Le moteur de la platine est alimenté sur 230 V par le primaire du transfo.

Un jack à lame de coupure permet le branchement d'un groupe de HP extérieur et met hors service les HP incorporés.

Réalisation pratique

L'amplificateur. — Le câblage de l'amplificateur se fait selon les plans des figures 2 et 3. Le support général du montage est un châssis métallique comportant un bord rabattu qui constitue la face avant. Comme toujours on commence par l'équipement qui consiste à monter les principaux composants sur le châssis. Les supports de lampes à 9 broches sont montés par l'extérieur de la tôle en respectant l'orientation indiquée. La fixation s'opère par vis et écrous de 3 mm. On monte ensuite les prises « Tête » (4 broches) et « Alimentation » (5 broches) cette fois par l'intérieur de la tôle. Sur la face interne du châssis on fixe à l'aide de son écrou l'oscillateur. Toujours à l'intérieur du châssis on monte le commutateur à touches qui devra se trouver très exactement situé devant l'ouverture de la face avant prévue pour le passage des touches. On obtient la hauteur exacte en mettant des rondelles formant entretoises sur les vis de fixation. Sur la face interne du châssis on soude les relais à cosses qui permettront de donner au câblage toute la rigidité désirée.

Sur la face avant on fixe les potentiomètres, une rondelle « bloc-fort » doit être prévue entre l'écrou et la tôle du châssis. On met en place les prises « Micro » et « PU-Radio » puis les jacks. Pour ces organes il ne faut pas prévoir de rondelles à l'extérieur, mais on peut intercaler celles-ci entre le corps de jacks et la tôle afin de diminuer la sortie du canon vers l'extérieur. On met en place les griffes destinées à maintenir l'indicateur de modulation EM84. On termine cet équipement par la mise en place du transfo de sortie sur le dessus du châssis.

On commence le câblage en mettant à la masse sur la patte de fixation des relais à deux cosses isolées, les cheminées des supports ECC83 et ECC81. On relie au châssis la broche 1 de la prise « Alimentation ». Par des connexions isolées on établit la ligne d'alimentation des filaments. Cette ligne aboutit aux broches 1 et 2 de la prise « Alimentation ». Rappelons que pour le support EL84 le filament correspond aux broches 4 et 5. Pour les supports ECC83 et ECC81 une extrémité est constituée par les broches 4 et 5 réunies et l'autre à la broche 9, les deux sections du filament étant ainsi branchées en parallèle.

On établit la ligne HT qui part de la broche 5 (centrale) de la prise « Alimentation ». Cette ligne en plus des connexions comprend la résistance de filtrage de 5 600 ohms, les deux condensateurs de filtrage de 32 μF , la résistance de découplage de 24 000 ohms et le condensateur de 10 μF . Les condensateurs électrochimiques ont leurs pôles négatifs soudés au châssis. Ceux de 32 μF pouvant, par leur volume, constituer une gêne pour la pose, d'autres connexions pourront être mises en place plus tard. On relie la prise « PU-Radio » au potentiomètre de volume de 1 mégohm correspondant.

On pose ensuite les fils blindés comme il est indiqué sur les plans. Pour relier la gaine de ces fils à la masse, il ne faut jamais souder un fil sur cette gaine, car l'isolant du conducteur risquerait de fondre, ce qui créerait un court-circuit entre la gaine et le conducteur. Il faut détresser la gaine sur une longueur suffisante et toronner les fils de cette gaine ainsi libérée

de manière à former une « queue » que l'on soude sur le point de masse. Ces points doivent toujours être réalisés aux endroits indiqués sur les plans de câblage ; ceci est très important. On relie au châssis une extrémité des potentiomètres « Volume » (voir plan de câblage).

On établit les connexions relatives au commutateur à touches, à la prise « Têtes » et à l'oscillateur. Deux cosses de ce dernier sont reliées à la masse sur le châssis. On soude un condensateur d'accord de 1 nF. Une des broches de la prise « Têtes » est mise à la masse sur le châssis. Sur cette prise on soude le condensateur de 270 pF. On raccorde l'interrupteur du potentiomètre aiguës qui sert à couper le signal d'effacement pour permettre la prise d'impression. On câble également l'interrupteur du potentiomètre « Graves » qui sert d'interrupteur général. Toutes les connexions doivent être très courtes et chaque fois que cela est possible plaquées contre le châssis.

On pose les résistances et les condensateurs relatifs au support ECC83 de manière à constituer les étages « entrée Micro » et « entrée PU-Radio ». On procède de la même façon pour le support ECC81 et EL84. On raccorde

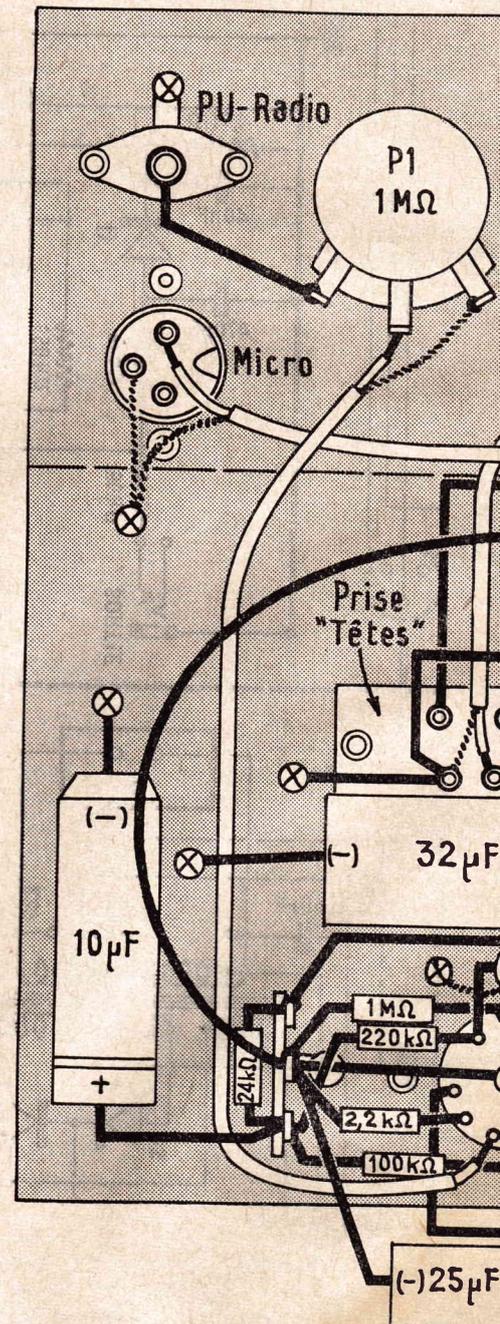
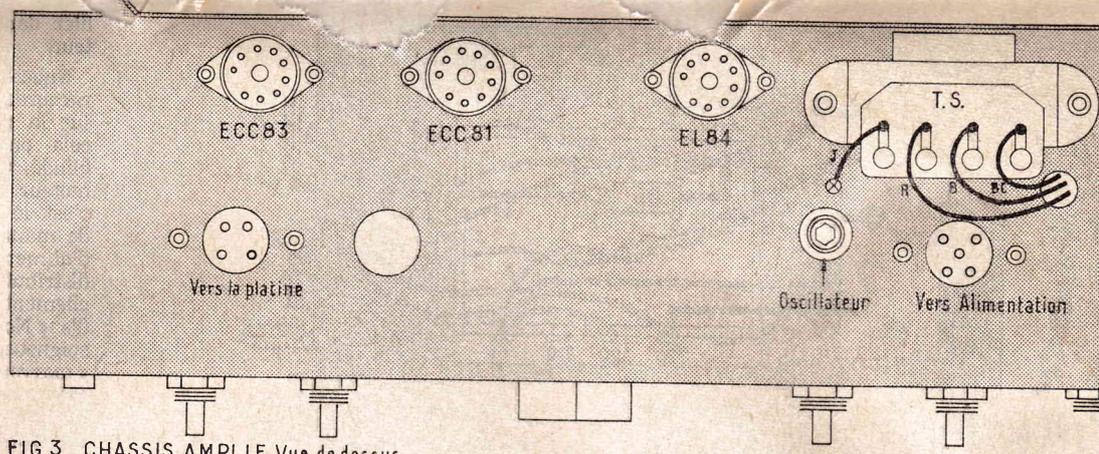


FIG. 2 - CHASSIS AMPLIF.

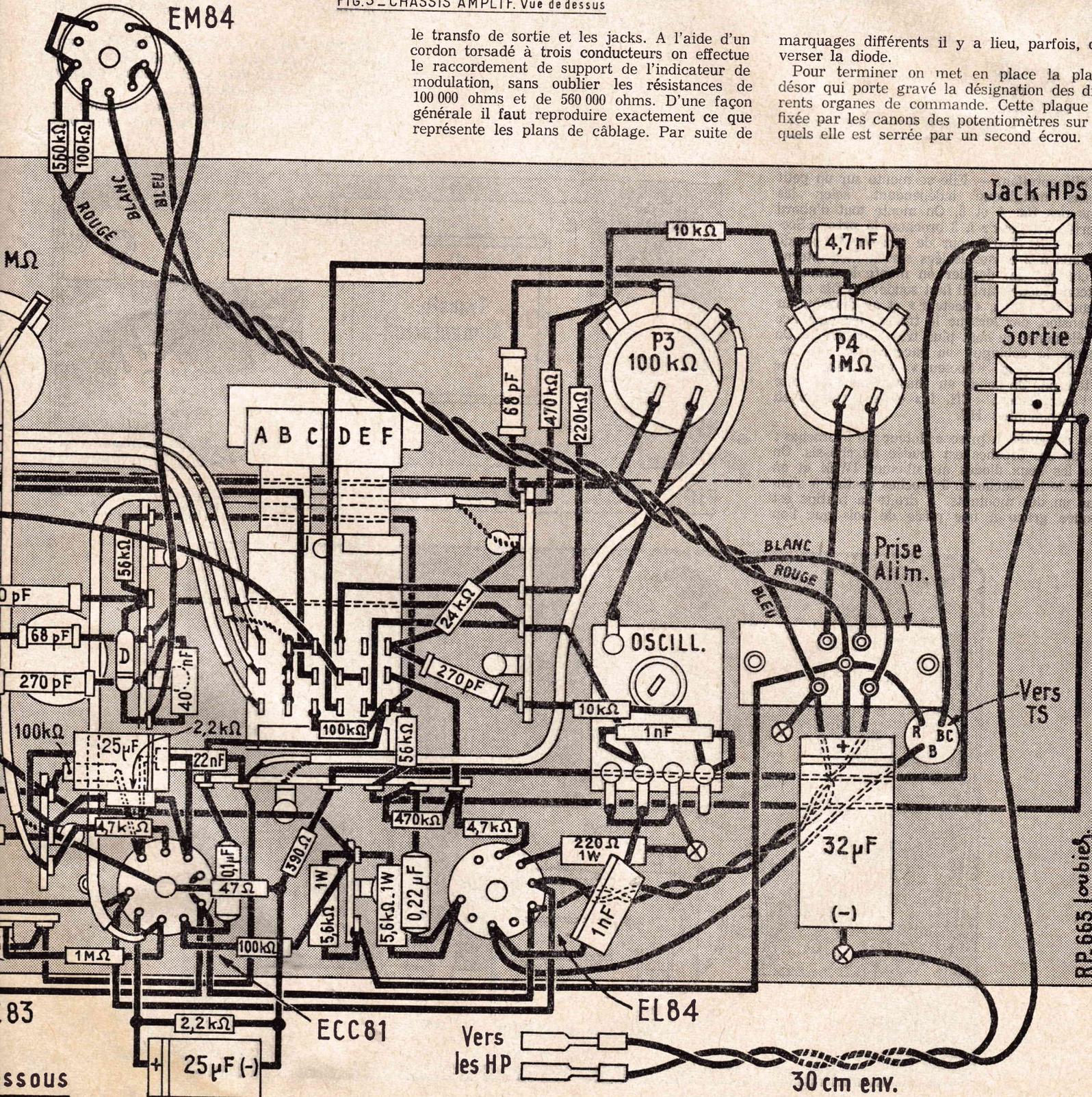
Fig. 2. — Ajouter une résistance de 4,7 mégohms à câbler en parallèle avec le condensateur de 40 nF sur le relais situé à gauche du contacteur (fuite de grille de l'EM 84)



le transfo de sortie et les jacks. A l'aide d'un cordon torsadé à trois conducteurs on effectue le raccordement de support de l'indicateur de modulation, sans oublier les résistances de 100 000 ohms et de 560 000 ohms. D'une façon générale il faut reproduire exactement ce que représente les plans de câblage. Par suite de

marquages différents il y a lieu, parfois, de verser la diode.

Pour terminer on met en place la plaque désor qui porte gravé la désignation des différents organes de commande. Cette plaque fixée par les canons des potentiomètres sur lesquels elle est serrée par un second écrou.



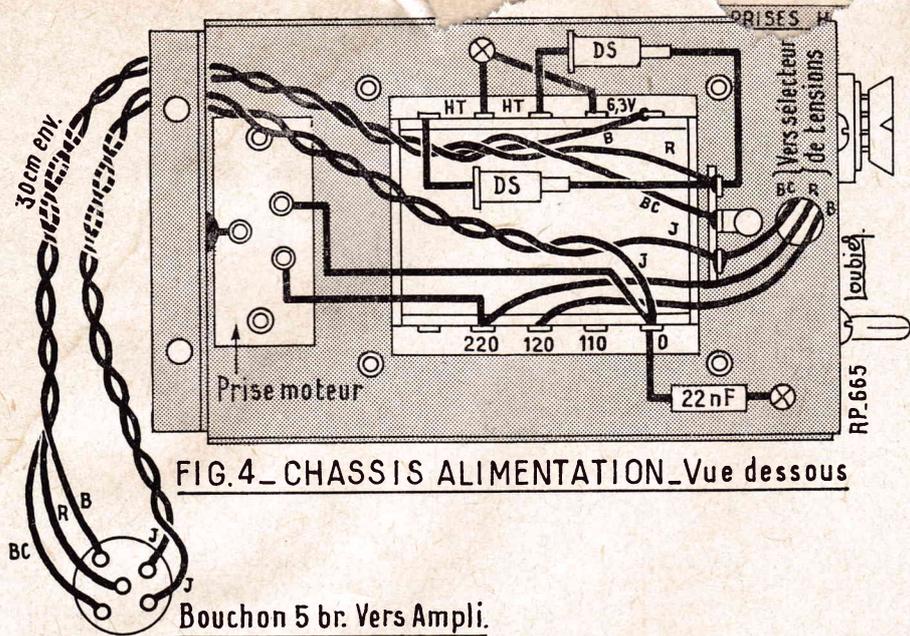


FIG. 4 - CHASSIS ALIMENTATION - Vue dessous

Bouchon 5 br. Vers Ampli.

L'alimentation. — Elle se monte sur un petit châssis métallique indépendant, selon les plans des fig. 4 et 5. On monte tout d'abord la prise «moteur» à 3 broches, la prise «Secteur» et le distributeur de tension. On soude le relais à 2 cosses isolées sur la face interne du châssis. En dernier on monte le transformateur. Auparavant il faut souder les fils aboutissant à la prise «Secteur» et au distributeur de tension, car lorsque le transfo est en place ces éléments ne sont plus très accessibles. On effectue le câblage : on raccorde les fils venant de la prise «Secteur» et du distributeur de tension. On soude au châssis une extrémité de l'enroulement «CH. L» et le point milieu de l'enroulement HT.

On raccorde la prise «Moteur» à 3 broches ; une de ces broches est soudée au châssis. On pose les deux diodes au silicium 1WE4 et on raccorde le bouchon à 5 broches destiné à s'adapter dans un des montants. A droite la platine est bloquée grâce à une pièce de bois que l'on

filer dans la prise alimentation de l'amplificateur.

Raccordement de la platine (Fig. 6). — On raccorde le bouchon 4 broches devant s'adapter sur la prise «Têtes» de l'amplificateur. Pour cela on utilise un fil isolé souple et un fil blindé. On procède ensuite au raccordement du moteur. Ce dernier est mixte : 110-220 V, mais c'est le branchement de 220 V qui est utilisé de manière à opérer le changement de tension d'alimentation de l'appareil uniquement par le distributeur de tension. Pour réaliser ce branchement 220 V on réunit électriquement les fils «Noir» et «Jaune» du moteur et on isole soigneusement le point de jonction. Les fils «marron» et «rouge» sont reliés aux broches extrêmes du bouchon 3 broches devant s'adapter sur la prise «Moteur» de l'alimentation. La troisième broche de ce bouchon est reliée à la masse comme nous l'indiquons sur la figure 6.

Montage dans la mallette. — Le bloc d'alimentation trouve sa place à droite dans la valise, face à l'ouverture rectangulaire pour le passage de la fiche «Secteur».

La platine repose sur quatre montants en bois et est fixée à gauche par une vis à bois

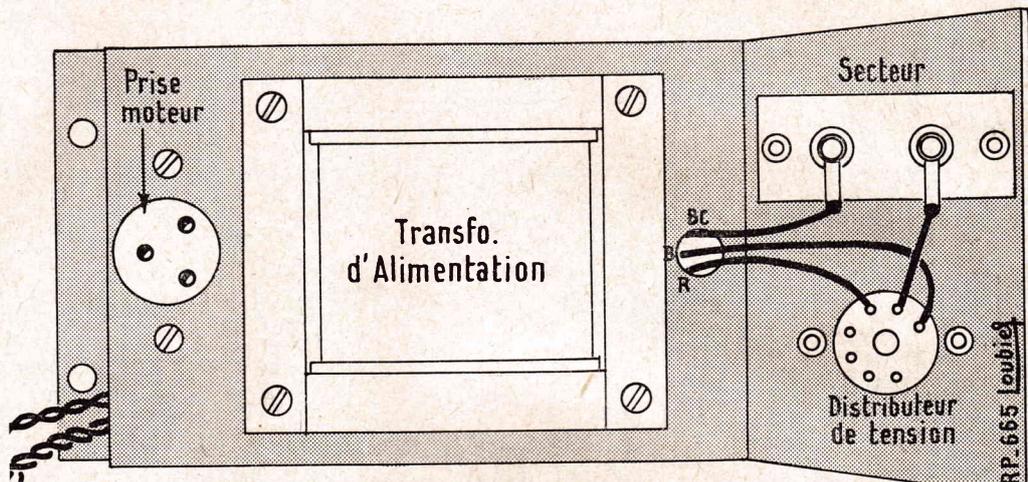


FIG. 5 - CHASSIS ALIMENTATION - Vue dessus

Côté vu rabattu

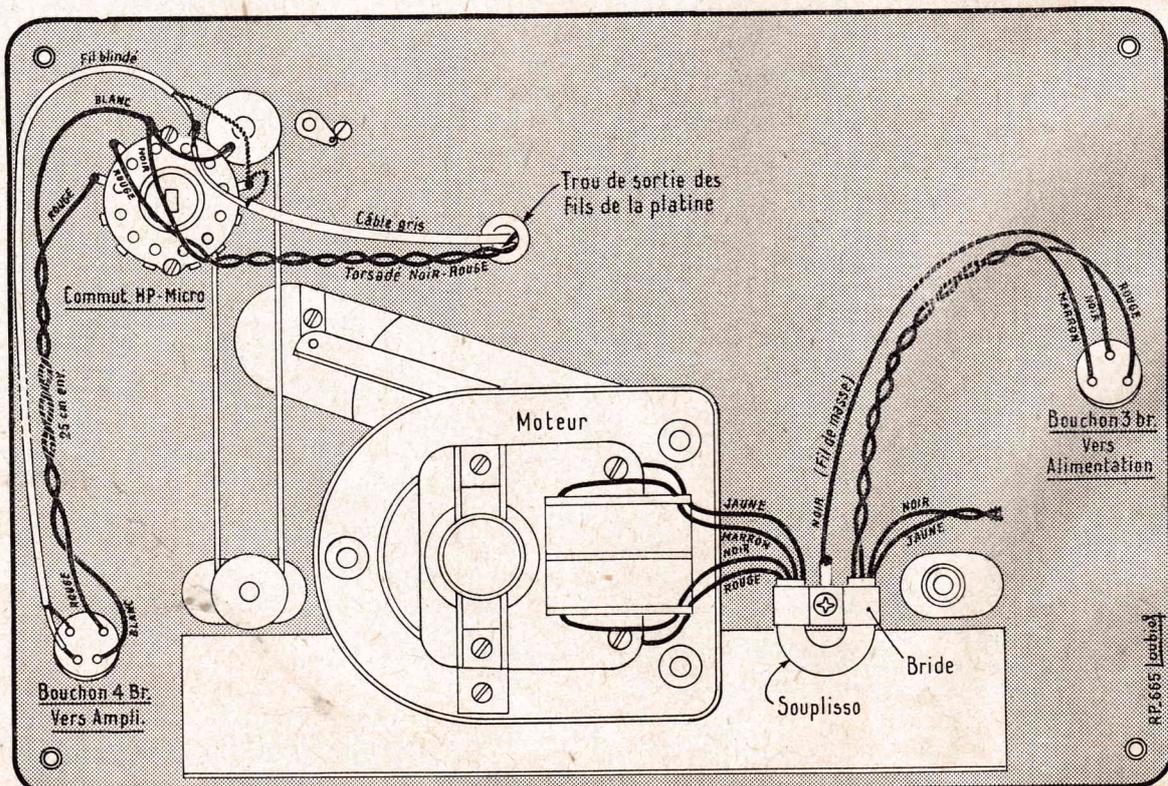


FIG. 6 - BRANCHEMENT DE LA PLATINE

pose après avoir monté la platine et démonté tout le capot supérieur. Cette pièce de bois est elle-même fixée par une vis qui traverse la paroi droite de la mallette.

Après avoir fixé les haut-parleurs on monte l'amplificateur. On dispose une barre de bois gainée entre lui et la platine mécanique. Bien entendu il faut relier tous les éléments grâce à leurs câbles munis de bouchons.

Utilisation

Pour utiliser ce magnétophone on pose la bobine pleine sur le support de gauche et une bobine vide à droite. On passe la bande magnétique par la fente centrale et on l'enroule, d'un tour ou deux, à la main, sur la bobine vide. On branche le cordon secteur sur la prise « Secteur » de l'alimentation après s'être assuré que le distributeur de tension est sur la position correspondant à la tension du secteur. On allume alors l'appareil en manœuvrant l'interrupteur du potentiomètre « Graves ». On choisit la vitesse par le levier centre-gauche de la platine ; le changement de vitesse doit se faire lorsque la platine est en marche.

La mise en route de la platine se fait par le levier de droite, qui poussé vers le haut, donne le défilement normal. Au milieu c'est la position arrêt ; à gauche on obtient le rebobinage et à droite le défilement rapide en avant.

Enregistrement. — On branche selon le cas le micro, le PU ou la sortie détection d'un poste radio dans les prises correspondantes. Le réglage du volume « Micro » se fait par le bouton « Volume situé à gauche ». L'autre bouton de gauche sert à régler le volume dans le cas de l'utilisation de l'autre prise d'entrée. Il est essentiel que le potentiomètre de la prise non utilisée soit tourné au minimum (curseur à fond vers la masse) sinon l'enregistrement sera entaché de bruits et de ronflements, lorsque les deux prises « Entrée » sont utilisées. Par contre, le réglage judicieux des deux potentiomètres permet un mixage intégral des sons recueillis sur les deux entrées. On enfonce la touche de gauche du commutateur. Pendant l'enregistrement il faut pousser et maintenir vers le haut le levier d'extrême gauche et pousser celui de droite en position « défilement normal ». Le bon réglage de la puissance sera obtenu en observant l'indicateur visuel de modulation. Le bon niveau correspond à une vibration normale des deux rubans lumineux. Cette vibration dans les « fortes » peut aller jusqu'à la jonction des deux bandes mais ne doit jamais dépasser cette position. Il faut éviter toute superposition. Le contrôle peut également se faire en branchant un casque sur le jack correspondant. Ce moyen est surtout recommandé pour apprécier la qualité d'un mixage. Si l'on désire faire de la surimpression, il faut ramener la bande magnétique en arrière de la longueur voulue (pour cela on se repère avec le compteur). On supprime l'oscillation d'effacement en ouvrant l'interrupteur du potentiomètre « Aiguës » et on opère l'enregistrement comme nous venons de l'expliquer. Pour obtenir un effacement normal il faut toujours que cet interrupteur soit fermé.

Lecture. — Sur l'amplificateur on enfonce la touche de droite. Sur la platine mécanique après avoir rebobiné la bande sur la bobine de gauche, le compteur ayant servi de repère, on pousse le levier de droite vers le haut, sans toucher au levier de gauche.

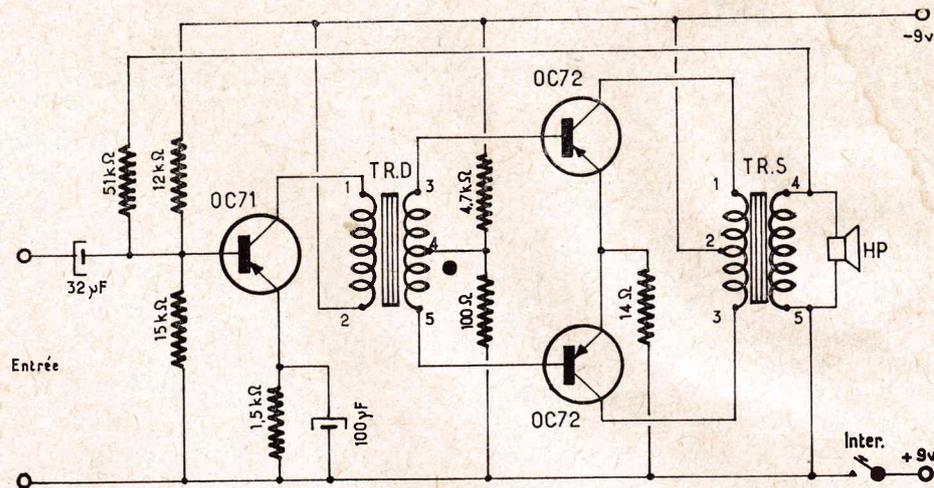
Les réglages convenables sont faits par les potentiomètres « Volume », « Aiguës » et « Graves ». Pour utiliser l'amplificateur seul pour la sonorisation directe avec un pick-up on procède comme pour la « Lecture » en enfonçant la touche correspondante et en branchant le PU sur sa prise.

Si on désire aussi utiliser un microphone il faut enfoncer les deux touches de l'amplificateur.

A. BARAT.

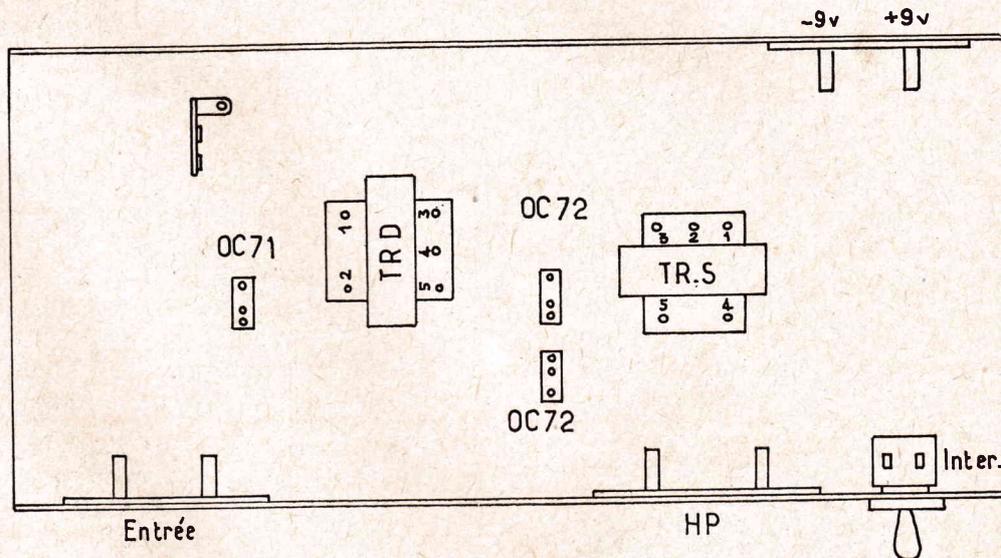
NOS PROBLÈMES DE CABLAGE

Problème N° 4



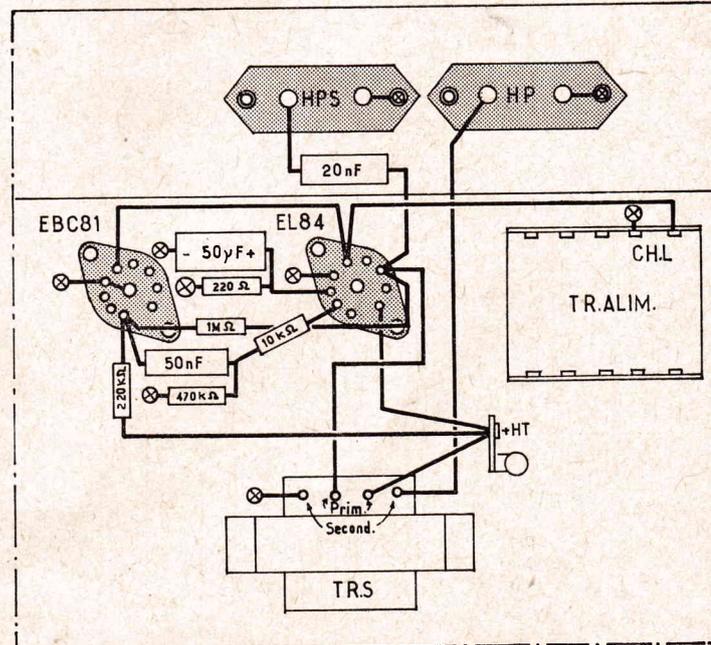
Cette fois le schéma qu'il s'agit de traduire en plan de câblage est celui d'un amplificateur à transistors. Comme d'habitude nous vous donnons l'implantation des principales pièces. Vous devrez y ajouter les connexions condensateurs

et résistances selon la disposition que vous adopterez si vous aviez à réaliser cet appareil d'après son seul schéma théorique. Nous publierons la solution au prochain numéro.



Problème N° 3

Pour vous permettre de vérifier et éventuellement de corriger le câblage que nous vous avons proposé dans le problème n° 3 voici la solution :



NOTRE VIEUX POSTE VAUT-IL LA PEINE D'ÊTRE MODIFIÉ

par R. GUIARD

Le titre de cet article exige un commentaire. Il nous a été suggéré par la quantité encore très grande d'utilisateurs nantis de récepteurs datant d'une trentaine d'années, sinon plus, et qui « se tâtent » pour savoir s'ils vont ou non se séparer du « cher vieux coucou » qui naguère leur a procuré tant de saines distractions — que les « as de la technique » veuillent donc bien nous excuser si notre article les prive de quelques lignes qui auraient pu, dans ce numéro, être consacrées à leur savoir évolué ; mais n'en faut-il pas un peu pour les nouveaux venus à notre noble distraction ? — Personne ne doit être oublié.

La question s'adresse donc d'abord aux amateurs ayant déjà un peu « bricolé la radio » et susceptibles d'opérer eux-mêmes une transformation peu compliquée.

N'intéresse-t-elle pas aussi quelques monteurs électriciens professionnels, non que nous ayons la prétention de leur donner des directives ; qu'ils connaissent aussi bien que nous-mêmes ; mais comme nous les savons maintes fois « taquinés » par une clientèle de très braves gens, sans qu'ils puissent, malgré toute leur bonne volonté accéder à leur désir, il arrive un moment où le meilleur n'y peut rien.

Rien ne dit que la mise sous leurs yeux de cet article ne contribuera pas à faire comprendre au client que seul le désir de vendre un appareil neuf n'est pas en cause chez le commerçant-dépanneur — alors nous aurions fait « œuvre utile » en éclairant la lanterne de notre utilisateur.

Or donc, et avant toutes choses, un examen de conscience s'impose, à nous utilisateurs.

- 1° Quel est notre cas ?
- 2° Quels sont nos goûts habituels ?
- 3° Quelles sont nos disponibilités ?
- 4° Nos mains sont-elles assez expertes pour opérer ?
- 5° Nos exigences sont-elles relativement modestes ?
- 6° Ceci dit : notre ancien poste mérite-t-il la peine d'être bricolé ; ou faut-il envisager l'achat d'un récepteur neuf ?

La question paraît complexe, vous allez voir qu'elle est relativement simple à résoudre.

Quel est notre cas : (A) nous n'entendons absolument rien à la radio ; mais nous avons quand même nos yeux.

Nous ne risquons rien à débrancher l'antenne, puis la prise du secteur. Ceci fait — regardons l'arrière de notre poste. Qu'y a-t-il ? — Un panneau généralement en carton, fixé par 4 ou 6 vis. Alors dévissons — et regardons.

Tiens, il y a de toutes petites lampes... Notre poste n'est peut-être pas si démodé que cela. Il y en a cinq ou six.

Notre poste fonctionne-t-il ? Ou est-il en panne ?

S'il fonctionne nous en concluons que votre curiosité est motivée par une possible amélioration que nous verrons plus loin.

S'il est en panne, il est possible qu'une amélioration soit désirée par nous, mais il est également possible que notre poste nous donne, tel qu'il est, une satisfaction suffisante, et ne soit justiciable que du dépanneur. Peut-être n'y a-t-il tout simplement qu'à changer une lampe ou un condensateur ?

Il peut nous en coûter 1.000 à 2.000 anciens francs (si ce n'est pas grave, et si rien d'autre n'a lâché).

Seconde possibilité : vous voyez de grosses lampes.

Premier préjugé : votre poste est déjà ancien — les lampes peuvent être fatiguées — les condensateurs sur le point de céder.

Attendez-vous généralement à une remise en ordre vraisemblablement plus coûteuse, car ces tubes (lorsque le revendeur en possède encore) coûtent presque le double des petites lampes.

Faites examiner sérieusement votre récepteur par un dépanneur. Que, sans engagement de votre part, il vous donne, après bref examen, le coût approximatif d'une révision sommaire.

S'il devait vous en coûter 6.000 anciens francs, dites-vous que c'est le prix qu'il vous vendrait le même appareil d'occasion. Peut-être le revendeur vous fera-t-il une remise identique pour l'achat d'un appareil neufs —, car si le « coucou » lui restait, peut-être ne tirerait-il aucun parti de quelques pièces récupérées.

Il n'est plus bénéfique pour un radio-monteur professionnel d'opérer ses montages lui-même, les usines spécialisées étant bien mieux outillées pour établir de bas prix de revient — en série.

Encore un petit coup d'œil à l'intérieur de notre vieux poste. Si vous n'apercevez pas dans un angle du châssis métallique un cube de 10 x 10 fait de tôles empilées — vous avez affaire à un tous courants. Abandonnez alors toute espérance ; vous ne tirerez jamais rien de propre de ce récepteur archaïque...

Ce qui précède, nous l'avons vu, n'a pour intention que de donner un très bref aperçu au néophyte absolu des choses de la radio ; ce n'est en somme qu'une confirmation de ce que pourra expliquer plus en détail le commerçant dépanneur professionnel.

Occupons-nous maintenant du modeste amateur qui sait à peu près lire un schéma de montage et a déjà construit un ou plusieurs petits postes à nombre de lampes réduit (détectrice à réaction ou autre). Il aspire à mieux faire. Mais l'occasion lui en étant donnée, il va se faire la main sur le poste familial.

Notre héroïque technicien en herbe n'a pu d'hésitation à manier le code des couleurs, connaît parfaitement la loi d'Ohm et ses sources sont impeccables.

Mais quels sont ses goûts préférés — et ceux de l'assistance puisqu'il ne sera pas seul dans le salon-auditorium ? Serait-ce une prédilection pour des records d'émissions à longues distances ? Comme il est probable que cela n'intéressera que lui, qu'il monte à part une vulgaire détectrice à super-réaction — mais cela sort du cadre de notre exposé. Si à ce dispositif il avait, comme cela nous a été proposé l'intention d'adjoindre un double push-pull nous dirions que c'est habiller une belle dame à manteau de fourrure avec de vulgaires savates. Pouah -

Or donc, il faut que notre « poste amélioré » réponde à des besoins parmi lesquels nous citerons, par ordre décroissant (à notre goût) de nécessité :

- A. — la musicalité.
- B. — la sélectivité.
- C. — la sensibilité.

1° (A) Musicalité. — Voulez-vous un peu mieux ? Ou beaucoup mieux ? Tout est possible : question de porte-monnaie sans plus.

Si votre récepteur ancien n'est pas affligé de sifflements insupportables auquel le dépanneur n'aura pas pu remédier, malgré un alignement « au poil » des transfos moyenne fréquence ; commencez par voir du côté de la basse fréquence. Ce sera l'amélioration la plus spectaculaire.

Nous partons du principe que vous savez reconnaître la lampe qui joue le rôle de détectrice (consultez au besoin votre lexique de lampes).

Toutes les lampes qui se trouvent en amont, c'est-à-dire entre collecteur d'onde (cadre ou antenne) et détectrice font partie de la haute fréquence qui englobe : la haute fréquence (s'il en existe une), puis la changeuse de fréquence et enfin la (ou les) lampes moyenne fréquence.

Vient ensuite notre détectrice. Puis, partant de la plaque de ce tube, il existe ce qu'on nomme le condensateur de liaison

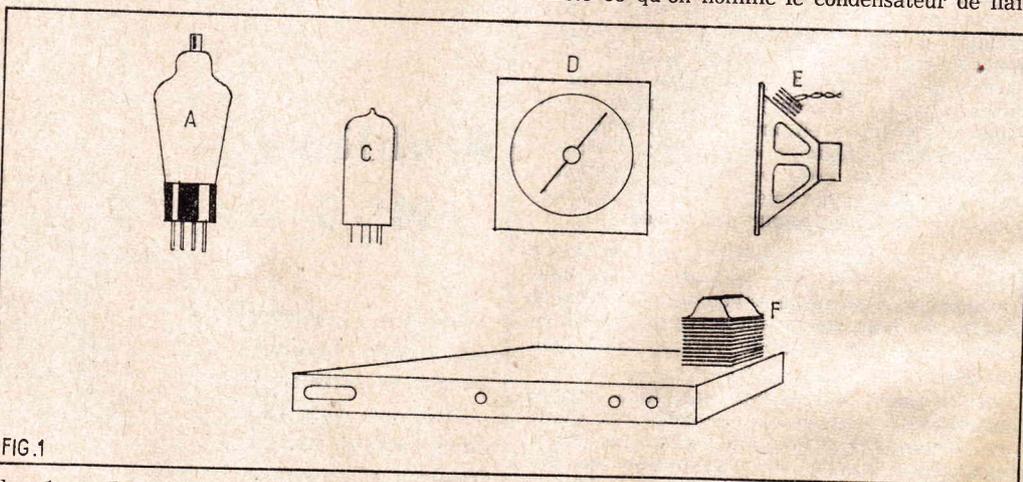


FIG. 1. — Premier examen intérieur du poste par sa forme arrière (panneau de carton enlevé) : en A, il existe parfois un tétou (B) placés en haute fréquence — antenne à détectrice — ces tubes dénotent déjà un poste vieilli. En C, un poste beaucoup plus récent (moderne peut-être). En D, un cadran circu-

laire sur poste ancien n'est pas un inconvénient. En E, ce transfo est trop petit (à changer). En F, si vous ne voyez pas dans un angle du châssis ce plus gros transformateur, il s'agira sans doute d'un poste tous courants bien désuet.

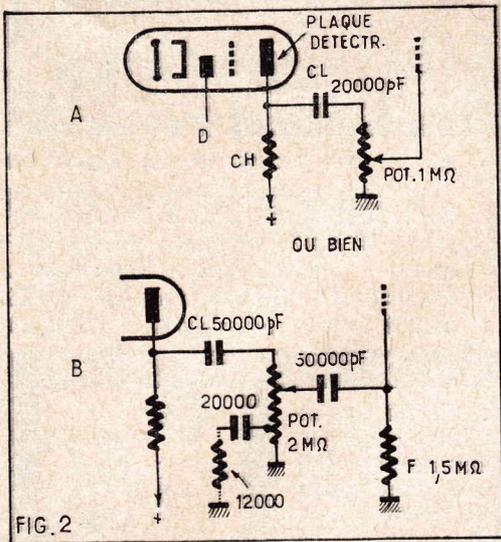


FIG. 2

FIG. 2. — Dans le montage 2 A, plus simple que 2 B, le potentiomètre joue le rôle de résistance de fuite mais nous préférons 2 B (F reste invariable).

La partie basse fréquence du poste commence à partir du condensateur de liaison CL. Il est suivi d'un potentiomètre de volume contrôlé (pot.) fig. 2 (AB).

CL = 10 000 pf mais mieux 20.000 à 50 000 (0,05 MF).

Pot. = 1 à 2 MG max.

Le pot. de la figure 2 A comme la résistance F, figure 2 B, jouent le rôle de résistance « de fuite » (ne pas dépasser 2 MG).

La diode (fig. 2 A) doit subsister dans l'un des tubes (où qu'il soit placé).

Nota : mettez un CL neuf de qualité impeccable (comme en C₁ fig. 3).

FIG. 3. — Le tube EL84 est aujourd'hui adopté dans la plupart des récepteurs modernes. Ci-dessus schéma de montage :

VALEURS :

C₁ = 0,2 MF max. isolé 1500 V (neuf).

C₂ = 200 MF isolé 50 V.

C₃ = 8 MF isolé 550 V.

C₄ = 16 MF découplage isolé 550 V.

C₅ = 100 MF isolé 550 V.

C₆ = 1 000 μF mica.

C₇ = 32 MF isolé 550 V.

R₁ = 200 ohms - 2 W.

R₂ = 10 000 ohms - 2 W.

R₃ = 5 000 ohms - 2 W.

R₄ = 820 000 ohms.

R₅ = 1 500 ohms bobiné.

S = self à fer 100 à 200 Ω max. prévue pour 200 millis.

Simplification : en réunissant A à B on pourrait supprimer R₂, R₃ et C₆, C₇ (ou laisser seulement R₂ pour 100 ohms). La polarisation automatique est assurée par C₂ et R₁.

FIG. 4. — Un tube EL84 peut fonctionner avec une impédance primaire-plaque (Z) assez élastique : 5 000 à 8 000 ohms, donc avec un rapport (X) $\sqrt{\frac{z}{Z}}$ = x qui n'est pas critique si l'on se tient dans des valeurs d'utilisation normale.

Le transformateur de modulation figurant en E (fig. 1) sera vraisemblablement à remplacer (comme dit fig. 1 E).

Choisissez un modèle « à prises » pesant au moins 900 g. Il permettra ultérieurement le montage d'un ampli à très haute fidélité. Mais, attention, il faut que la bobine mobile du haut-parleur soit prévue pour une impédance en ohms identique au secondaire de ce transfo (voir texte). Les prises permettent souvent cet ajustage de « rapport ».

FIG. 5. — Si l'esthétique de votre installation n'est pas pour vous un souci majeur, placez le transformateur de modulation sur le châssis même de votre poste et sortez votre haut-parleur de son ébénisterie que vous placerez dans une « enceinte » de plus grand volume (voir Radio-Plans n° 175).

Remarque. — Si votre haut-parleur n'est pas à aimant permanent, il existera 4 fils conducteurs au lieu de 2.

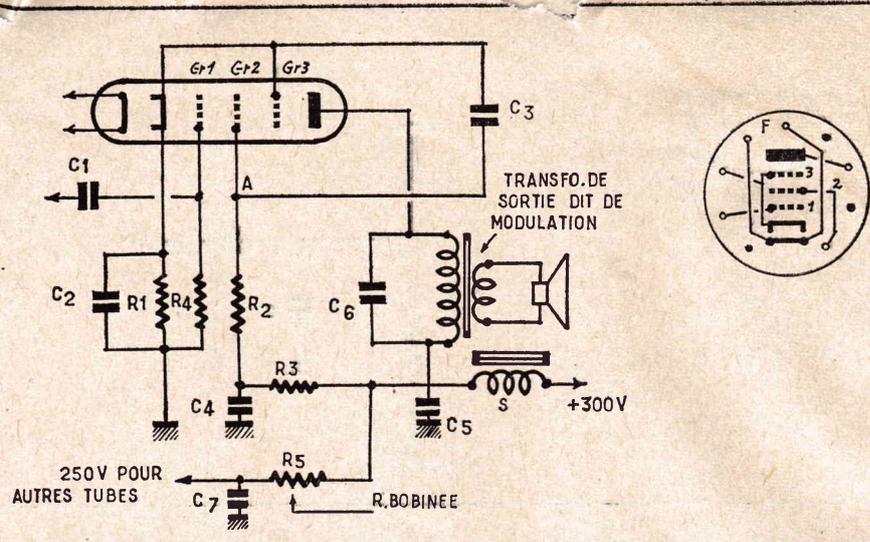


FIG. 3

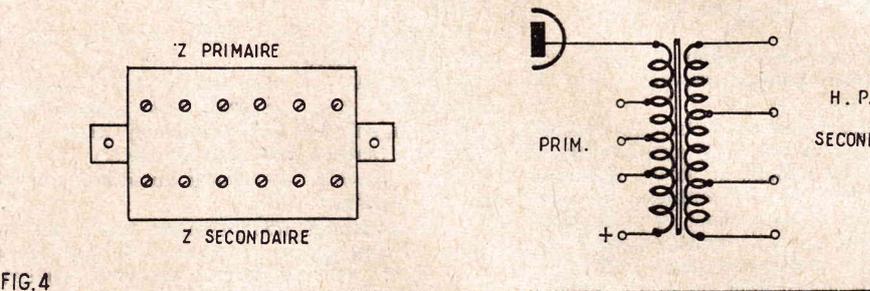


FIG. 4

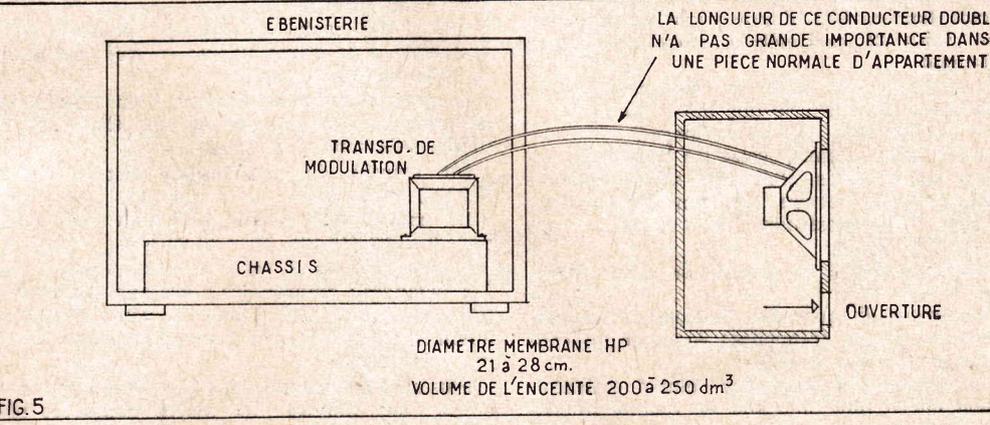


FIG. 5

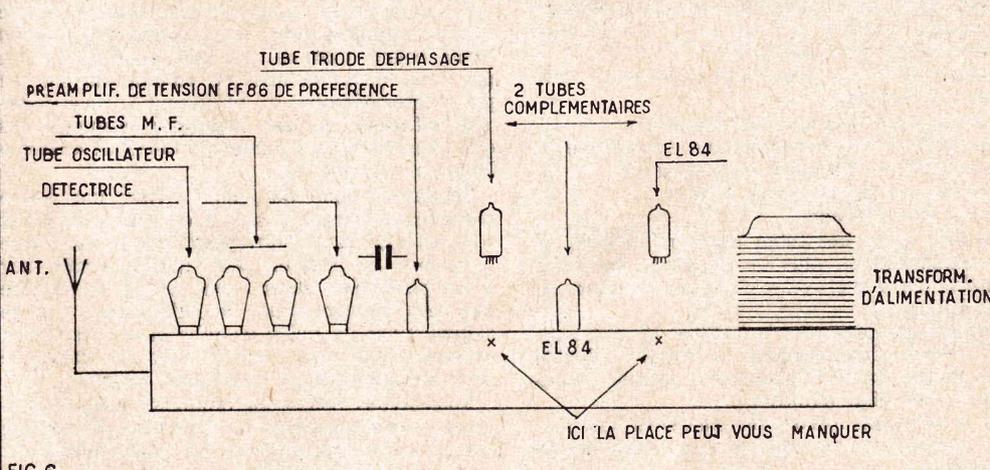


FIG. 6

FIG. 6. — Si, plus exigeant encore, vous voulez tâter de la très haute fidélité, l'espace disponible sur votre actuel châssis métallique ne sera peut-être plus suffisant. En outre, votre transfo actuel d'alimentation ne débitera sans doute pas assez (il doit pouvoir vous procurer autour de 120 millis en HT).

Il vous faudra alors construire une châssis complémentaire pour contenir la partie basse fréquence (ampli) et vous monterez un pull. Il vous faudra également une seconde lampe EL84 et une lampe déphaseuse en plus. De nombreux schémas ont déjà été publiés dans Radio-Plans.

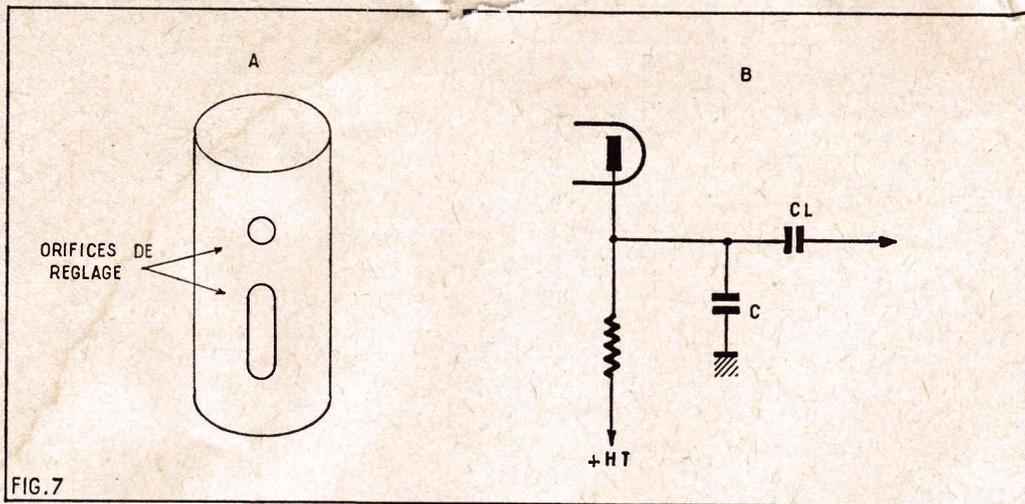


FIG. 7

son qui peut avoir, comme valeur 10 000 picofarads à 0,1 MF. A partir de ce moment-là vous êtes en basse fréquence.

C'est cette partie qui, pour le moment, va nous occuper.

Prenons note sur une feuille de papier du numéro des tubes qui se trouvent après la détectrice.

Vous aurez généralement 2 lampes (parfois trois) avant d'arriver (en aval) au haut-parleur accompagné de son transfo de sortie. Mesurons ensuite le diamètre de la membrane de notre haut-parleur. Sur le haut-parleur se place généralement (à tort) un petit transformateur que vous reconnaîtrez facilement (fig. 1 E).

A-t-il un poids approchant du kilo? Sinon il sera à changer.

Votre haut-parleur devra avoir un diamètre d'au moins 21 centimètres, sinon à changer également.

Commencez par sortir le haut-parleur qui n'est fixé à l'ébénisterie que par 4 vis.

Les fils ne sont pas assez longs?

Qu'à cela ne tienne, vous les allongerez en faisant des raccords. D'ailleurs, s'il se peut, le haut-parleur ne restera pas dans l'ébénisterie actuelle — on construira une « caisse »! plus grande (fig. 5).

Mais revenons à la plaque de notre détectrice.

Nous avons dit que nous passons à l'amplification son (basse fréquence) à partir du condensateur de liaison (CL).

Commencez par remplacer celui-ci **obligatoirement** car il faut qu'il soit de qualité impeccable, à la cire, non sous enveloppe de verre, et celui qui existait demande un remplacement — presque certain (s'il est de 20 000 pf vous mettez 50 000 pf) neuf.

Comme premier tube basse fréquence : amplifiant la tension.

Vous pourrez trouver par exemple :
 Une EF6 — Transcontinentale (gros tube) ;
 Une EF41 — Rimlock (petit tube) ;
 Une 6J7 — Octale (gros tube) ;
 qui sont des pentodes.

Ou bien alors des tubes qui sont doubles, et qui comportent en plus de la triode, ou de la pentode, les diodes servant à la détection ou l'anti-fading.

Comme, par exemple, la 6AV6 — diode-triode. La EAF41 — diode-pentode. La 6AQ7 — double diode-triode. La 6Q7 également double diode-triode — et bien d'autres.

Or, nous avons besoin de conserver ces diodes, quitte à ne pas utiliser leur partie triode ou pentode.

Si tel est notre cas, le tube EF86 que nous allons utiliser sera peut-être un tube supplémentaire.

Auriez-vous la possibilité de lui trouver une place sur le châssis? C'est un tube moderne excellent, utilisé presque toujours dans les meilleurs montages. Quoiqu'il en soit ce remplacement ne s'impose pas à tout prix. Passons.

Comme tube de puissance (le dernier de la

chaîne) avant le haut-parleur. Avez-vous une 6V6?

Ou bien avez-vous une EL84? (voire une EL41).

Si vous avez autre chose, préparez-vous à changer de tube.

Le tube 6V6 est bon — il peut à l'occasion demeurer; mais on met plus généralement l'EL84 aujourd'hui universellement adopté car ses performances sont plus grandes.

(J'entends pour un poste de puissance moyenne, 4 à 5 watts.)

Donc, résumons une première fois : facultativement dirons-nous, un tube EF86 suivi d'un tube EL84; puis un transfo de sortie volumineux et un haut-parleur d'au moins 21 cm. Dites-vous que vous aurez là (non pas un super poste Hi-Fi) mais un appareil pouvant déjà prétendre à la haute fidélité — qui marquera un très sensible progrès.

Il vous faudra donc changer 1 ou 2 supports de lampes (voir schéma fig. 3). Coût 1,05 F pièces s'ils sont en stéatite.

Un transfo de modulations (ex.: Audax TU.101) coûte 24 F.

Un haut-parleur de large diamètre (ex.: Audax T 21-32 PA.12). Prix 51,90 F.

Ajoutez à cela 3 ou 4 condensateurs, 5 ou 6 résistances : environ 500 à 600 anciens francs. Votre première transformation vous reviendra autour de 10.000 anciens francs maximum (lampes comprises).

Plusieurs de nos annonceurs se feront un plaisir de vous adresser les pièces détachées nécessaires.

Si maintenant vous voulez mieux encore comme amplificateur basse fréquence. Après avoir coupé tout ce qui suit la détection et placé un potentiomètre de volume de son (à prise intermédiaire de préférence), vous pourriez effectuer un des montages push-pull tels que décrit dans nos numéros 178-189 de « Radio-Plans » (voir fig. 6).

Supposons donc que, pour éviter une petite complication nous laissons de côté l'EF86 et que nous gardions notre première lampe basse fréquence de tension telle qu'elle existe sur notre récepteur. Nous avons vérifié et changé nos deux condensateurs de liaison (car il y en a également un entre ce tube et le tube final) et nous avons opté pour un tube de puissance dont le montage est représenté figure 3.

Nous avons poussé la fantaisie jusqu'à remplacer notre potentiomètre ordinaire de volume par un pot à prise figure 2 B (en pointillé) et nous avons du côté de plus petite résistance potentiométrique (donc côté masse) mises en série une de 20 000 et une R de 12 000 Ω de façon de mieux sentir les graves à faible puissance.

Nous avons ensuite acheté un bon transfo de modulation (fig. 4). Pour son rapport de transformation reportez-vous au numéro 167, page 52 (3^e colonne) de « Radio-Plans », légende figure 4.

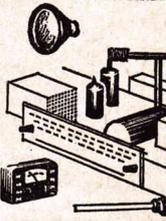
TECHNICIEN D'ELITE BRILLANT AVENIR...

...par les cours progressifs par correspondance

ADAPTÉS A TOUS NIVEAUX D'INSTRUCTION
 ÉLÉMENTAIRE, MOYEN, SUPÉRIEUR
Formation, Perfectionnement, Spécialisation
 Préparation aux diplômes d'état : CAP-E
 etc... Orientation professionnelle - Placement

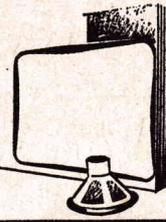
RADIO-TV-ELECTRONIQUE

Quelles que soient vos connaissances actuelles, l'Électronique vous offre des horizons d'avenir illimités. Vous franchirez les plus hauts sommets dans l'industrie électronique par des études sérieuses.



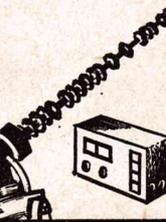
TECHNICIEN

Radio Electronicien et TV
Monteur, Chef-Monteur, dépanneur-aligneur, metteur au point.
Préparation au CAP



TECHNICIEN SUPERIEUR

Radio Electronicien et TV
Agent Technique Principal et Sous-Ingénieur
Préparation au BP et au BTS



INGENIEUR

Radio Electronicien et TV
Accès aux échelons les plus élevés de la hiérarchie professionnelle.



infra
 METHODES SARTORIUS

TRAVAUX PRATIQUES : sur matériel professionnel ultra-moderne. Montage HI-FI à composants.
 Amplis, récepteurs de 2 à 18 tubes, transistors, appareils de mesures. Émetteurs-Récepteurs avec détails. Stages. **FOURNITURE** : pièces détachées.
 Outillage et appareils de mesures. Trousse de bricolage.
 Radio-Électronicien sur demande.

INSTITUT FRANCE ELECTRONIQUE

24, rue JEAN-MERMOZ PARIS 8^e - BAL 74
 Métro : Saint-Philippe du Roule et F. D. Roosevelt

BON (à découper ou à recopier)
 Veuillez m'adresser sans engagement documentation gratuite RP 53 (ci-joint 4 timbres pour frais d'envoi).

Degré choisi _____
 NOM _____
 ADRESSE _____

mêmes. Voici donc exposées les améliorations à apporter à la partie basse fréquence de votre poste pour en améliorer la musicalité.

L'adjonction d'une contre-réaction indiquée à la figure 9 contribuera aussi à améliorer grandement cette qualité.

Passons à la haute fréquence avant détection. Partie située en aval du montage et remontant au collecteur d'onde.

Là il n'y a pas grand chose à faire en ce sens que s'il nous fallait changer les tubes anciens (assez gros) par de plus petits (modernes), changer également le bloc d'accord et les transformateurs moyenne fréquence (tout se tient) cela équivaudrait à construire un

Mais il est quand même une petite transformation qui peut être faite sans grand frais et qui est représentée en figure 8. Elle vous procurerait une sensibilité sans doute meilleure un peu moins de souffle.

Nous attirons à ce sujet votre attention sur la valeur critique des 3 résistances de 33 k Ω , 22 k Ω et 33 k Ω (elles sont toutes de 1 watt au moins) et une modification des valeurs peut

vous procurer un meilleur son.

Lorsque vous en aurez terminé, portez votre poste à un professionnel pour qu'il revoye l'alimentation des circuits, ce que très probablement vous ne pourrez faire vous-même. Cette simplification terminale est peu onéreuse et tous les dépanneurs savent la faire sans tâtonnement.

R. GUIARD.

FIG. 7. — On procède au réaligement avec une hétérodyne et par les deux orifices ouverts dans le blindage métallique de chaque transfo moyenne fréquence puis on retouche le bloc d'accord (à gauche), un simple petit condensateur placé à cet endroit peut faire disparaître un sifflement aigu. Il devra être de la plus faible valeur possible 100 à 500 pf (à droite) ; on pourra ainsi augmenter un peu la valeur de C_s dans figure 3.

Si votre poste actuel n'est pas affligé de chevauchement insupportable entre stations (mélange de 2 stations). Contentez-vous de le laisser en l'état actuel. Faites revoir l'aligement des circuits (fig. A) par un professionnel. Autrement la modification serait onéreuse et compliquée (changement des bobinages).

Si vous avez de nombreux sifflements, faites également un réaligement. Un simple petit condensateur peut remédier à ce défaut qui, d'ailleurs, s'il n'est pas exagéré peut être un signe de qualité (fig. B).

Si, au contraire, votre récepteur donne un son de tonneau, diminuez la valeur des condensateurs dont il est question ci-dessus en B.

FIG. 8. — Si votre oscillatrice-modulatrice (changeuse de fréquence) placée en tête (ou après HF) de la partie haute fréquence de votre poste ne comporte pas déjà un tube ECH81 qui est bien le meilleur et, si vous désirez un peu plus de sensibilité, faites la substitution en remplaçant le support de lampe par un support de tube Noval, et recâblez cette partie du poste, vous n'avez pas besoin de placer un tube haute fréquence devant la ECH81 si vous fonctionnez sur petite antenne intérieure ou extérieure.

FIG. 9. — A (gauche) : Contre réaction de tension. Si le premier tube est une triode, R_2 aura 1 MG. S'il s'agit d'une pentode $R_2 = 2$ MG (10 fois plus que R_1).

B (droite) : Extrêmement faible par rapport à R_2 . R_3 , 10 à 20 fois plus fort que R_1 . F_x : $R_1 = 50 \Omega$ pour R_2 600 à 1 000 Ω .

Si le poste se met à hurler, coupez le courant de suite et inversez les prises A - B.

Si votre poste ancien n'est pas déjà muni d'une contre-réaction (comparez avec schémas ci-dessus) ajoutez-là d'une façon très simple comme indiqué en A ou mieux encore en B.

Pour augmenter un peu les graves, il suffirait de placer un condensateur en parallèle avec R_3 (en pointillé) par exemple 1 à 2 Mf papier. Si le condensateur de 50 MF figurant ici en B était absent, on créerait un CR d'intensité.

FIG. 10. — Pose du fil de connexion entre organes. 1. Ce fil sera blindé et pas trop long. La tresse métallique extérieure mise à la masse. 2. Ce fil tiré en ligne droite sera le plus court possible (trait plein). Si une autre connexion s'en approche, on la fera croiser à angle droit comme indiqué en AB. 3. Si ce fil, qui va à la grille, n'est pas extrêmement court, on prendra du fil coaxial et on mettra la tresse métallique extérieure à la masse du châssis. L'enveloppe métallique en forme de tambour sera à relier avec la masse. 4. Mettez également à la masse la carcasse métallique extérieure qui sert de support à la membrane par exemple). Cet indispensable support rond métal, s'appelle le « saladier ».

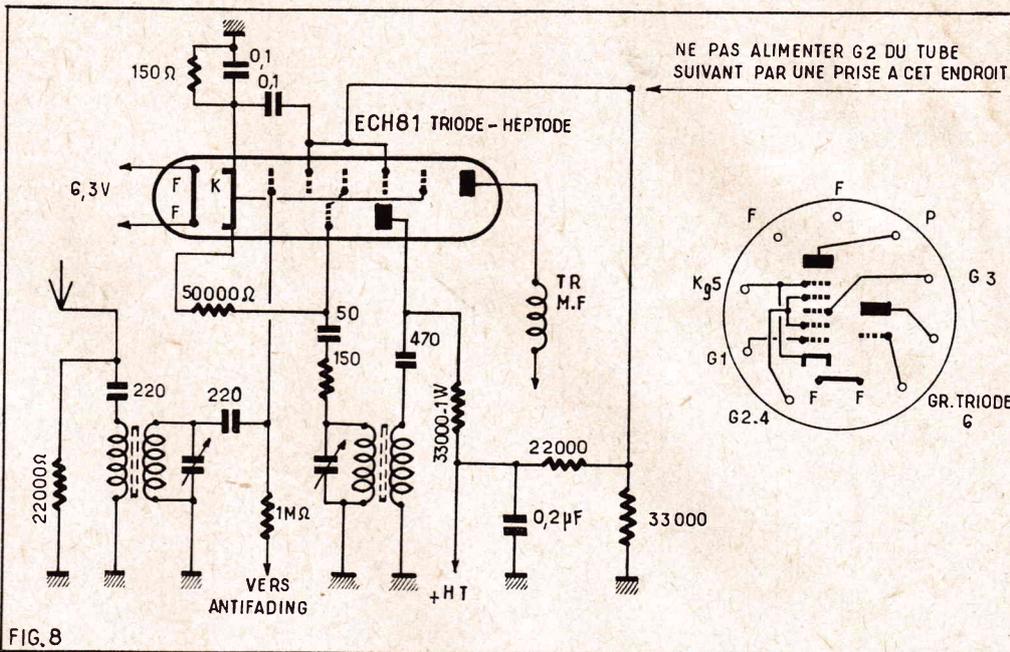


FIG. 8

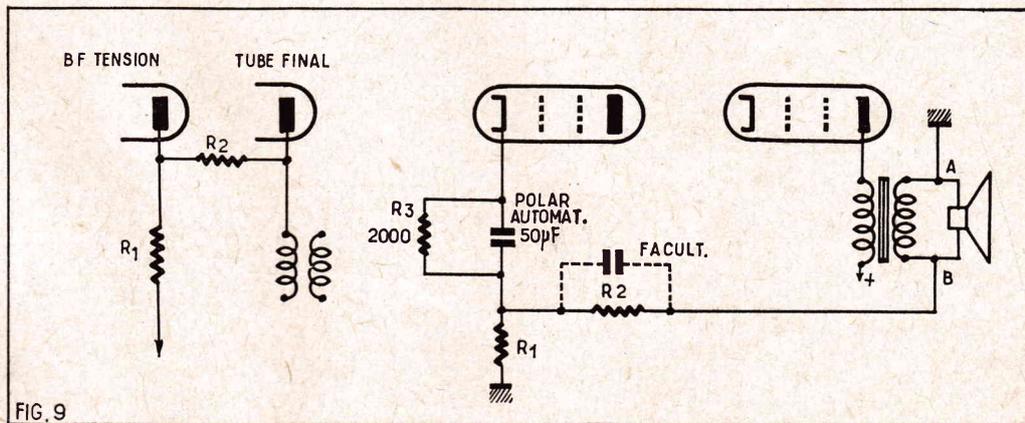


FIG. 9

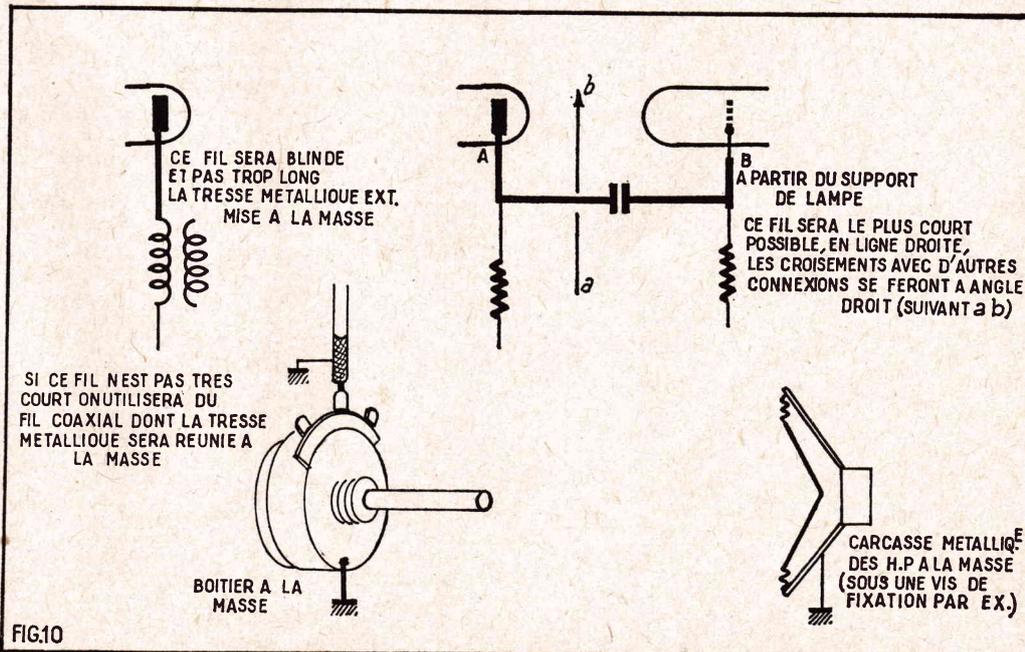


FIG. 10

AMPLI HI-FI STEREOGRAPHIQUE

2 x 12 watts

avec préampli correcteur incorporé

L'ensemble haute fidélité que nous allons décrire répond à la tendance actuelle qui consiste à incorporer le préamplificateur correcteur à l'amplificateur de puissance alors qu'auparavant on avait coutume de prévoir deux éléments séparés. En raison de sa puissance (12 watts par canal, soit au total 24 watts), ce montage peut assurer des sonorisations déjà importantes. Dans tous les cas cette grande réserve de puissance permet de respecter la dynamique qui caractérise la reproduction moderne.

Le préamplificateur étant muni d'un commutateur de fonction permettant de raccorder cet appareil à de nombreux matériels, il convient à la création d'une chaîne Hi-Fi extrêmement complète. On peut, en effet, mettre en service des microphones, un magnétophone pour la reproduction d'enregistrement stéréo sur bande, un pick-up magnétique, un pick-up cristal, un tuner AM-FM. Il comporte également une prise permettant l'enregistrement stéréophonique des signaux BF appliqués aux prises d'entrée. En un mot cet amplificateur a été conçu pour de multiples combinaisons ; c'est donc un ensemble de haute qualité très complet. Sa réalisation est rendue extrêmement facile par l'utilisation de circuits imprimés pour les deux amplificateurs de puissance.

Le schéma (fig. 1)

Comme cela a lieu pour tous les ensembles stéréophoniques cet amplificateur est constitué par deux canaux absolument identiques l'un servant pour les sons de droite et l'autre pour les sons de gauche. Nous allons donc étudier uniquement l'un d'eux et nous indiquerons le cas échéant les liaisons qui peuvent exister entre les deux.

Le préamplificateur est équipé par une double triode ECC83. L'entrée comprend 6 prises : « Micro », « Magnétophone », « PU Magnétique », « PU Cristal », « Tuner », « Auxiliaire ». Ces prises sont sélectionnées par une section du commutateur d'entrée qui possède cinq positions plus une de repos. Le commun de cette section attaque la grille de la première triode ECC83 ; ce circuit comporte une résistance de fuite de 100 000 ohms. Les prises « Micro », « Magnétophone » et « PU Magnétique » étant destinées à recevoir des signaux BF de faibles amplitudes, la liaison avec la grille de la triode se fait directement. Pour la prise « PU Cristal » qui doit recevoir un signal plus important un diviseur de tension formé par une résistance de 470 000 ohms et une de 220 000 ohms allant à la masse, est prévu pour réduire le niveau d'entrée à la valeur compatible. Il en est de même pour les prises « Tuner » et « Auxiliaire ». Là le pont est constitué par une résistance de 470 000 ohms et la résistance de fuite du circuit grille de la triode.

Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 2 700 ohms. Son circuit plaque est chargé par une 270 000 ohms. La liaison entre ce premier étage et la grille de la deuxième triode ECC83 se fait par un

condensateur de 22 nF et une résistance de fuite de 2,2 mégohms. La cathode de cette triode étant à la masse la polarisation est obtenue par la résistance de fuite de grille dont la forte valeur favorise l'accumulation de charges négatives sur l'électrode de commande. Le circuit plaque de ce second étage est chargé par une résistance de 100 000 ohms. L'alimentation plaque des deux triodes se fait à travers une cellule de découplage constituée par une résistance de 56 000 ohms et un condensateur de 16 µF.

Entre le circuit plaque du second étage et la cathode de la triode d'entrée a été prévu un système correcteur par contre-réaction. La correction devant être différente selon le dispositif d'attaque, la seconde section du commutateur d'entrée modifie selon sa position le réseau de contre-réaction. Ce dernier comporte un élément commun à toutes les positions : une résistance de 56 000 ohms. En position « Micro » (5) cette résistance est shuntée par un condensateur de 500 pf en parallèle avec une 220 000 ohms. En position « Magnétophone » la 56 000 ohms est shuntée par condensateur de 500 pf en série avec une résistance de 150 000 ohms. En position 3 qui correspond aux prises PU. Le réseau placé en parallèle sur la 56 000 ohms est formé d'une résistance de 150 000 ohms shuntée par un 500 pf et d'une 3,3 mégohms shuntée par un 2 nF. La contre-réaction sélective ainsi obtenue introduit une correction conforme aux normes RIAA. Enfin pour les positions 1 et 2 correspondant à l'utilisation des prises « Tuner » et « Auxiliaire » où aucune correction de fréquence n'est nécessaire, seule une résistance de 22 000 ohms est placée en parallèle sur la 56 000 ohms. Pour éviter la transmission de la composante continue du courant plaque de la seconde triode la liaison entre la plaque et le circuit correcteur se fait par un condensateur de 0,47 µF. La sortie de ce condensateur attaque, à travers un 0,1 µF, un commutateur de fonction à quatre sections cinq positions (deux sections par canal). La position 1 de ce commutateur correspond à la « stéréo normale », c'est-à-dire que l'amplificateur du canal A (droite par exemple) est normalement attaqué par le préamplificateur de ce canal tandis que l'amplificateur du canal B est attaqué par le préamplificateur B. Vous pouvez contrôler sur le schéma qu'il en est bien ainsi. La position 2 correspond à la « stéréophonie inversée », c'est-à-dire que dans ce cas l'amplificateur du canal A est attaqué par le préamplificateur du canal B et l'amplificateur du canal B par le préamplificateur du canal A. De cette façon les sons enregistrés à droite sont reproduits par le HP de gauche et les sons enregistrés à gauche sont restitués par le HP de droite. La position 3 met en service uniquement le canal A pour une reproduction monophonique. La position 4 met en service le canal B et exclut le canal A. Enfin la position 5 : les deux canaux sont toujours dans le cadre d'une reproduction monophonique en service simultanément et peuvent être attaqués

par l'un ou par l'autre des deux préamplificateurs ou par les deux en même temps.

L'entrée de l'amplificateur est constituée par un potentiomètre de volume de 1 mégohm comportant une prise fixe à 300 000 ohms. Entre cette prise et la masse un condensateur de 5 nF en série avec une 68 000 ohms constitue un filtre physiologique destiné à éviter l'atténuation des fréquences « Graves » à basse puissance. Un commutateur « Direct-Préamplificateur » permet de relier cette entrée de l'amplificateur soit à une prise (P1 pour le canal A et P2 pour le canal B) soit à la sortie du préamplificateur par l'intermédiaire du commutateur de « Fonctions ». Les prises P1 et P2 peuvent être utilisées dans le cas de source d'attaque délivrant des signaux particulièrement forts.

Remarquons encore que les sorties du commutateur de fonctions et par conséquent des préamplificateurs, sont en liaison avec des prises « Enregistrement magnétophone » qui sont destinées aux branchements de l'entrée d'un magnétophone pour l'enregistrement stéréophonique sur bandes magnétiques des signaux BF appliqués aux prises d'entrée des deux préamplificateurs. De manière à obtenir un niveau convenable l'attaque de ces prises « Enregistrement » se fait à l'aide de ponts réducteurs de tension constitués chacun par une 470 000 ohms et une 100 000 ohms.

L'étage amplificateur de tension de l'amplificateur met en œuvre une pentode EF86. La grille de commande de ce tube est attaquée directement par le curseur du potentiomètre de volume. A noter que chaque canal possède son potentiomètre de volume indépendant, ce qui

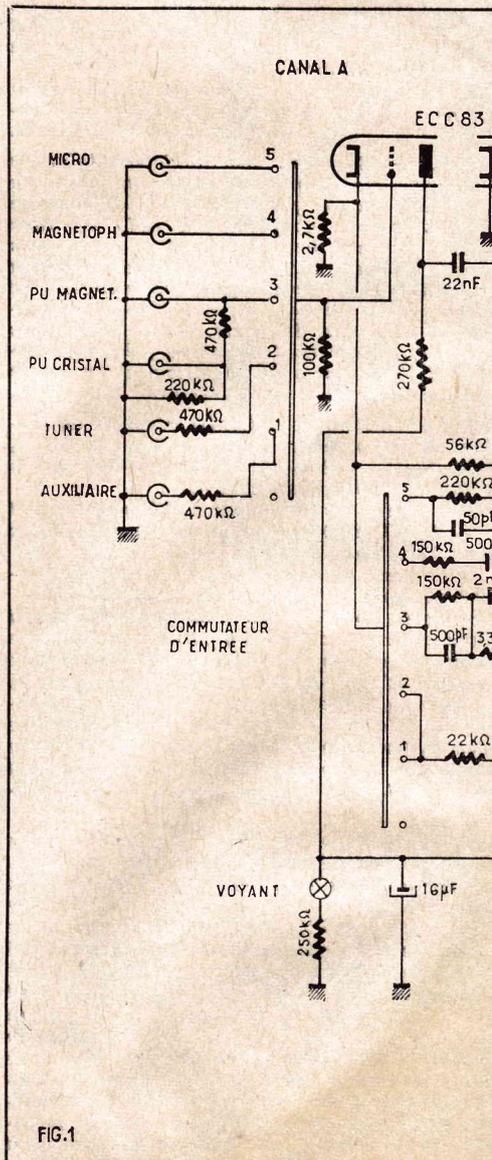


FIG.1

permet de régler séparément et différemment la puissance délivrée par l'un et par l'autre. Cela a dispensé de prévoir un dispositif de balance.

La EF86 est polarisée par une résistance de cathode de 1000 ohms découplée par un condensateur de 50 MF. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 100 000 ohms tandis que l'écran est alimenté par l'intermédiaire d'une 680 000 ohms découplée par un condensateur de 0,1 μ F.

A la sortie de cet étage se trouve le dispositif de dosage séparé des « Graves » et des « Aiguës ». La liaison étant opérée par un condensateur de 50 nF. Le dispositif de contrôle « Graves-Aiguës » est classique ; les éléments de la branche « Graves » sont : une 47 000 ohms, un potentiomètre linéaire de 1 mégohm et une 10 000 ohms, chaque portion du potentiomètre située de part et d'autre du curseur est shuntée par un condensateur (2 nF côté point chaud, 20 nF côté point froid). Ceux de la branche « Aiguës » sont : un condensateur de 220 pf, un potentiomètre linéaire de 1 mégohm et un condensateur de 2 nF. Les curseurs des deux potentiomètres sont reliés par une 100 00 ohms ; l'attaque de la grille de commande de la lampe qui équipe l'étage suivant se fait à partir du curseur du potentiomètre de dosage « Aiguës ». A noter que là encore les potentiomètres sont indépendants, ce qui donne une grande liberté de réglage. Par exemple dans le cas d'une reproduction monophonique on peut effectuer le réglage d'un canal de manière à ce qu'il restitue les « Graves » et régler l'autre de manière à obtenir une prédominance des « Aiguës ». Une telle

separation donnant toujours d'excellents résultats et procurant souvent un effet de pseudo-stéréophonie.

L'étage suivant est encore prévu en amplificateur de tension ; il est équipé par une des triodes d'une ECC83. Nous avons vu comment sa grille est attaquée, sa polarisation est fournie par une résistance de cathode de 2 000 ohms. Cette résistance, qui n'est pas découplée, forme avec une 12 000 ohms un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 270 000 ohms.

La ligne HT de cet étage contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 47 000 ohms et d'un condensateur de 16 μ F.

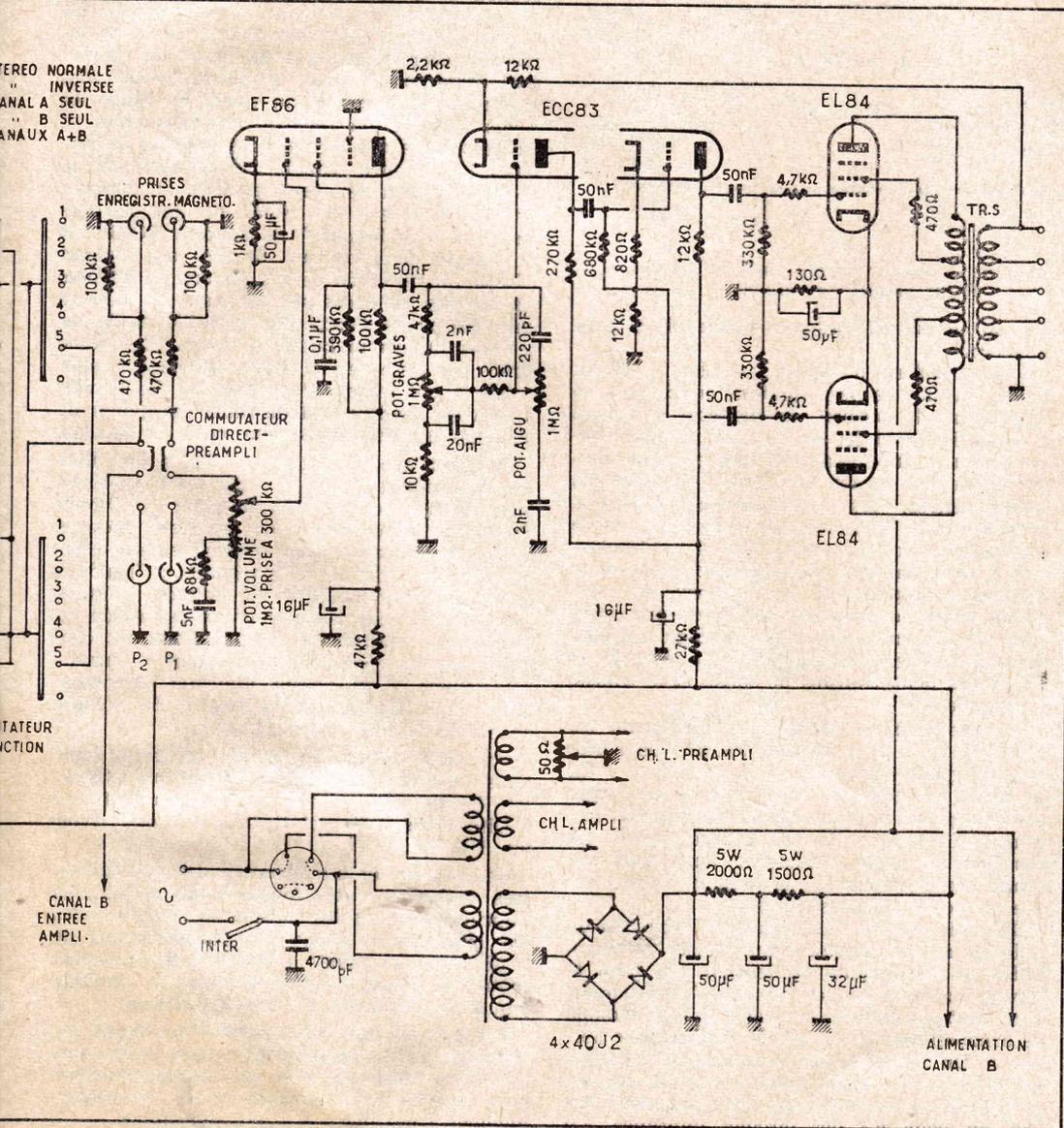
La seconde triode ECC83 équipe l'étage déphaseur qui est du type cathodyne. Son circuit cathode contient une résistance de polarisation de 820 ohms et une résistance de charge de 12 000 ohms. La liaison entre la grille de commande et le circuit plaque de l'étage précédent se fait par un condensateur de 50 nF et une résistance de fuite de 680 000 ohms. Cette dernière aboutit au point de jonction de résistances de 820 ohms et de 12 000 ohms du circuit cathode de manière à ce que seule la ddp aux bornes de la 820 ohms serve à la polarisation. Le circuit plaque est chargé par une résistance de 12 000 ohms. Les tensions BF recueillies aux bornes de cette résistance et aux bornes de celle du circuit cathode sont égales et en opposition de phase et servent à l'attaque des lampes du push-pull final.

Les deux triodes ECC83 sont alimentées à travers une cellule de découplage composée d'une résistance de 27 000 ohms et d'un condensateur de 16 μ F.

Le push-pull du type ultra-linéaire est équipé par deux EL84 utilisées en classe AB. Les circuits de liaison entre les grilles de commande de ces tubes et l'étage déphaseur sont évidemment identiques. Ils sont composés d'un condensateur de 50 nF, une résistance de fuite de 330 000 ohms et une résistance de blocage de 4 700 ohms. La polarisation est provoquée par une résistance de cathode commune. Cette résistance fait 130 ohms ; elle est découplée par un condensateur de 50 μ F. Les performances d'une chaîne-Hi-Fi dépendent, pour une large part des qualités du transformateur de sortie, aussi a-t-on choisi un modèle extrêmement sérieux pour équiper cet ensemble. Il s'agit du W12 Supersonic. Les écrans des EL84 sont alimentés à travers des résistances de 470 ohms à partir de prises prévues sur le primaire du transfo d'adaptation, qui provoque une contre-réaction d'écran caractéristique le montage ultra-linéaire.

L'alimentation comprend un transformateur dont le primaire permet l'adaptation à un secteur de 115 ou 220 V. Dans le premier cas deux enroulements de ce primaire sont reliés en parallèle par le répartiteur de tension dans le second ils sont montés en série. Le transformateur possède deux enroulements chauffage ; un sert pour les amplificateurs l'autre pour les préamplificateurs. Ce dernier est équilibré par rapport à la masse par un potentiomètre de 50 ohms dont le curseur est relié précisément à la masse.

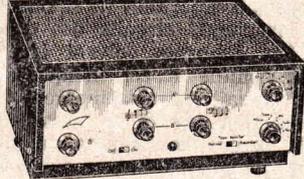
Un troisième secondaire délivre la haute tension. Cette HT est redressée par quatre diodes 40J2 montées en pont. Le filtrage est assuré par deux cellules composées d'une résistance de 2 000 ohms 5 W, d'une de 1 500 ohms 5 W et de deux condensateurs électrochimiques de 50 μ F et d'un de 32 μ F placé en sortie de filtre. Cette alimentation est commune aux deux canaux. Le voyant lumineux est une ampoule néon alimentée à travers une résistance de 250 000 ohms à partir de la ligne HT.



DEVIS DE L'

AMPLI HI-FI 212

Décrit ci-contre



1 châssis - coffret	68,00
1 plaque gravée	25,00
1 transformateur d'alimentation	45,00
2 transformateurs de sortie « SUPERSONIC » W.12	177,80
2 circuits imprimés	16,00
1 jeu de 10 lampes	54,60
1 ensemble de petit matériel	165,00
Total	551,40

L'ensemble, complet en pièces détachées, pris en une seule fois **530,00**

L'appareil complet en ordre de marche. Prix **680,00**

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

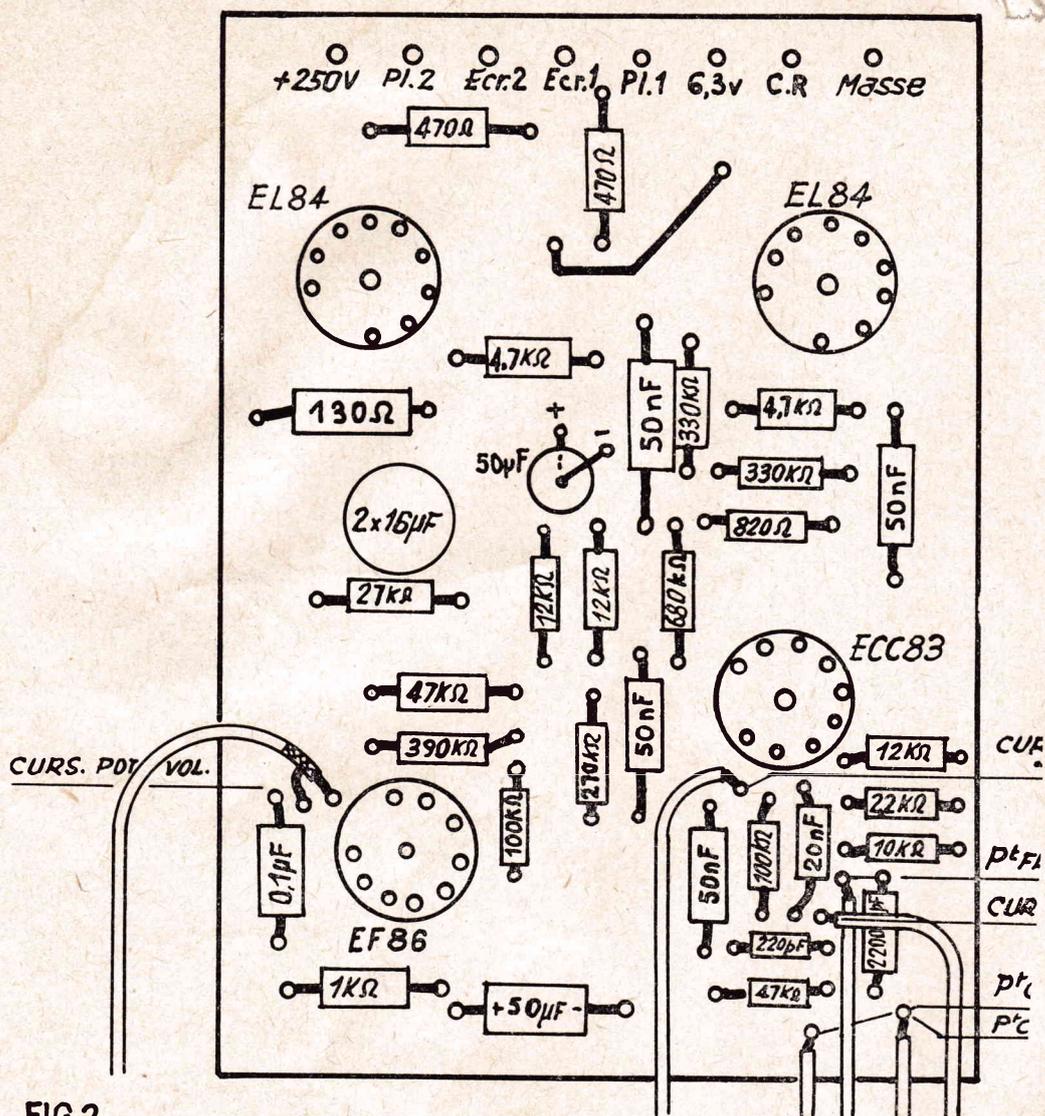


FIG. 2

Fig. 2. — CUR : Curseur aigu - PF : Point final des graves : CUR : Curseur graves - Pt c : Point chaud des graves - Pt c : Point chaud des aigus

Réalisation pratique

Les amplificateurs. — On commence la construction de cet ensemble par l'équipement des deux circuits imprimés de manière à constituer les principaux circuits des deux amplificateurs. Les éléments doivent être disposés exactement comme il est indiqué sur la figure 2. Ce travail est extrêmement facile car ces éléments sont repérés en position et en valeur sur la plaque de bakélite du circuit imprimé. Cependant certaines modifications que nous allons signaler ont été apportées. On fixe tout d'abord les quatre supports de lampes en soudant les picots sur les connexions correspondantes. On met ensuite en place le condensateur électrochimique $2 \times 16 \mu\text{F}$. Ses pôles — et + sont reliés au circuit imprimé comme nous l'indiquons sur le plan général de la figure 3.

On met en place ensuite les divers condensateurs et résistances. Le corps de ces composants étant placé contre la plaque de bakélite on soude les fils sur les connexions gravées et on coupe l'excédent. La résistance de CR qui est marquée 27 000 ohms sur le circuit imprimé doit être en réalité une 12 000 ohms comme nous l'indiquons sur le schéma de la figure 2. Les deux condensateurs de 2 nF de découplage des plaques des EL84 sont supprimés.

Le châssis principal

Lorsque cette première partie du travail est terminée on passe à l'équipement du châssis principal qui sert de support général à l'ensemble de l'appareil. Les deux circuits imprimés sont montés côté non cuivré contre la

tôle du châssis et fixés par quatre vis et quatre écrous.

Sous le châssis on soude les relais A, B, C, D, E, F. Sur la face arrière on dispose le répartiteur de tension, la barrette à bornes « Sortie HP » et les sept prises de raccordement. Sur la face avant on met en place l'interrupteur, le voyant lumineux, les différents potentiomètres, les commutateurs « Direct-Préampli », le commutateur « Entrée » et le commutateur « Fonctions ». Les deux derniers sont à deux galettes comportant chacune deux sections à six positions. Sur le dessus du châssis on monte les supports ECC83 en prévoyant pour chacun une embase de blindage, les condensateurs électrochimiques $2 \times 50 \mu\text{F}$ et $32 \mu\text{F}$, les deux transfos de sortie et le transfo d'alimentation.

On commence le câblage en raccordant les prises 0, 3, 6, 9 et 15 des transfos de sortie à la plaquette à bornes « Sortie HP ». On raccorde les prises « Primaire » de ces organes aux points correspondants des circuits imprimés. La prise « 15 » de chaque transfo est connecté au point « masse » du circuit imprimé correspondant et la prise « 0 » est reliée au point « Contre-réaction ».

On câble ensuite l'alimentation. Pour cela on relie les cosses primaires du transfo d'alimentation au répartiteur de tension. On pose le cordon « secteur » et on branche l'interrupteur. Il ne faut pas oublier de souder comme indiqué de condensateur de 4,7 nF de découplage « Secteur ». Un côté d'un des enroulements « CH.L » est relié à la masse. L'autre côté de cet enroulement est raccordé par des connexions isolées au point 6,3 des circuits imprimés. Le

second enroulement 6,3 V sert aux chauffages des deux ECC83 préamplificatrices ; il est relié aux broches « filament » des deux supports par des lignes torsadées. Rappelons que pour les ECC83 les extrémités du filament correspondent aux broches 4 et 5 et le point milieu à la broche 9. Dans notre cas les deux extrémités de ces filaments sont alimentées en parallèle sous 6,3 V de sorte que les broches 4 et 5 sont réunies. Sur ce secondaire « CH.L » on branche le potentiomètre Loto de 50 ohms dont le curseur est mis à la masse. Les diodes 40J2 sont soudées sur le relais A en respectant le sens que nous indiquons. On pose des résistances bobinées de filtrage de 2 000 à 1 500 ohms et on raccorde les condensateurs électrochimiques $2 \times 50 \mu\text{F}$ et $32 \mu\text{F}$. On pose les lignes HT ; une joint la sortie du pont redressement aux bornes + des deux transformateurs de sortie. La seconde relie la cosse isolée du relais B aux points + 250 des deux circuits imprimés et à une cosse du relais C. On pose les résistances de 56 000 ohms et les condensateurs de $16 \mu\text{F}$ qui constituent les cellules de découplage des deux préamplificateurs.

On pose les différentes résistances et les différents condensateurs qui aboutissent aux supports ECC83 (1) et (2) constituent les deux préamplificateurs. A noter que les condensateurs de liaison de 22 nF doivent être blindés et que ce blindage doit être relié à la masse.

Le commun d'une des sections de la galette arrière du commutateur d'entrée est relié à la broche 8 du support ECC83 (1). Une liaison semblable doit être établie entre la section correspondante de la galette et la broche 8 du support ECC83 (2). Entre les paillettes et la section de la galette arrière que nous venons de mentionner et le relais D on dispose des condensateurs et les résistances formant des réseaux correcteurs. Les paillettes de la section correspondante de la galette avant sont connectées aux cosses du relais F. Entre les relais E et F on répartit les résistances et les condensateurs qui forment les réseaux correcteurs de l'autre canal. Le commun de la seconde section des deux galettes du commutateur « Entrée » sont reliés par des fils blindés, l'un à la broche 7 du support ECC83 (1) et l'autre à la même broche du support ECC83 (2). A l'aide de fils blindés on effectue les liaisons indiquées sur les plans de câblage entre les prises d'entrée et les paillettes de ces sections du commutateur d'entrée. En même temps on pose les diverses résistances affectées à ces prises. Pour tous les fils blindés il convient évidemment de relier les gaines au blindage au châssis comme nous l'indiquons.

Toujours avec des câbles blindés on effectue des liaisons entre la prise « P1, P2-Entrée » et le commutateur « Direct-Préampli ». Les communs des deux sections de ce commutateur sont respectivement reliés par des fils blindés à l'extrémité « Chaud » des deux potentiomètres de volume. L'autre extrémité de ces potentiomètres est reliée au châssis. Le curseur de chacun d'eux est connecté par du câble blindé au point « Curseur pot volume » du circuit imprimé correspondant. Pour chaque potentiomètre de volume on établit le filtre physiologique.

On câble ensuite le commutateur de fonctions. A l'aide de cordons blindés on effectue les liaisons avec d'une part le commutateur « Direct-Préampli » et les relais D et F (voir fig. 3 et 4).

On procède au branchement des potentiomètres « Graves » et « Aiguës » sur les circuits imprimés. Toutes les liaisons se font par des fils blindés. On soude les condensateurs de 2 nF entre les points « froids » des potentiomètres « Aiguës » et le châssis. On termine par le branchement du voyant au néon.

Cet appareil doit fonctionner d'une façon impeccable dès la dernière connexion posée sans qu'aucune mise au point soit nécessaire. Ceci bien entendu si le montage a été fait conformément à nos plans et à nos indications.

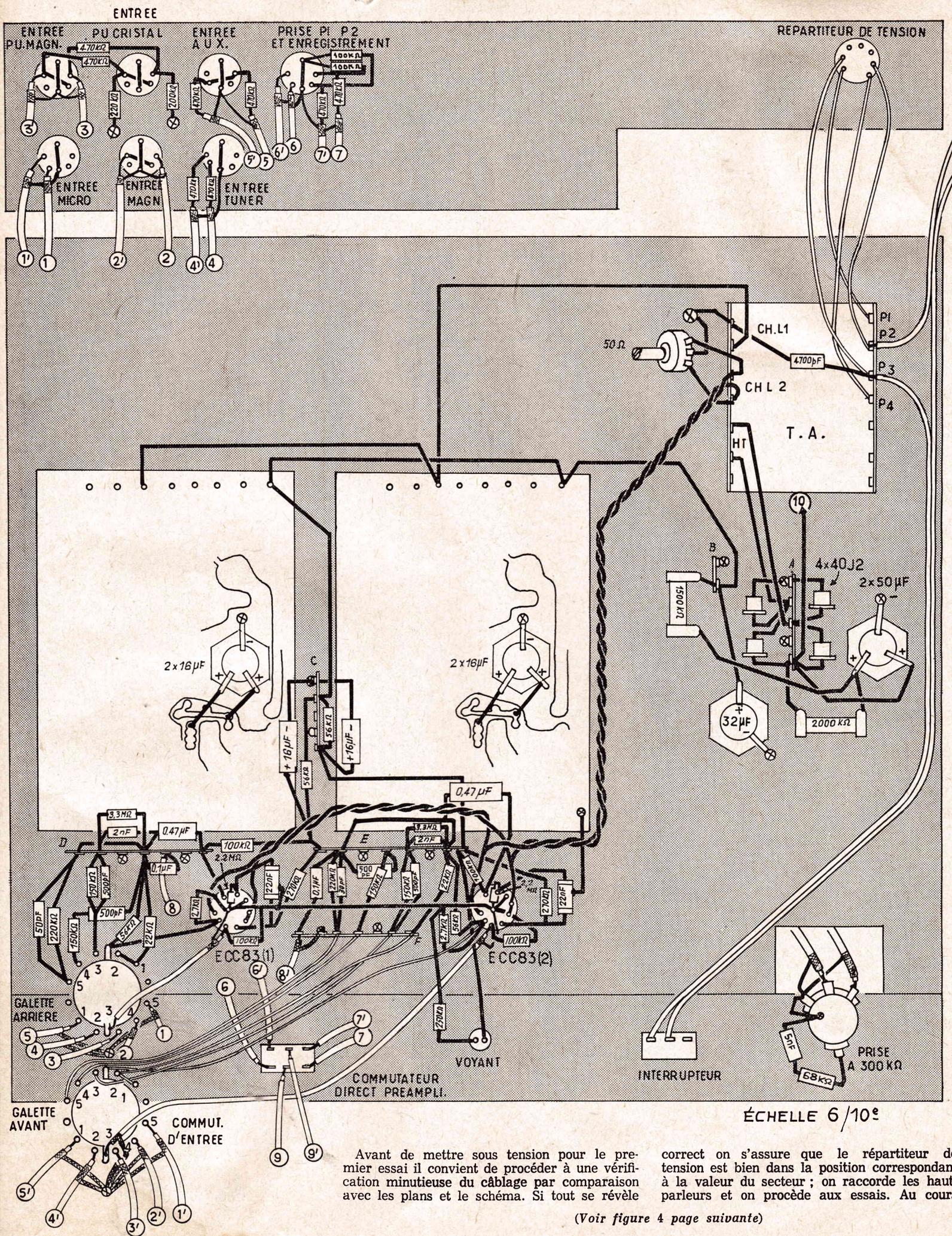


FIG. 3

Avant de mettre sous tension pour le premier essai il convient de procéder à une vérification minutieuse du câblage par comparaison avec les plans et le schéma. Si tout se révèle

correct on s'assure que le répartiteur de tension est bien dans la position correspondant à la valeur du secteur ; on raccorde les haut parleurs et on procède aux essais. Au cours

(Voir figure 4 page suivante)

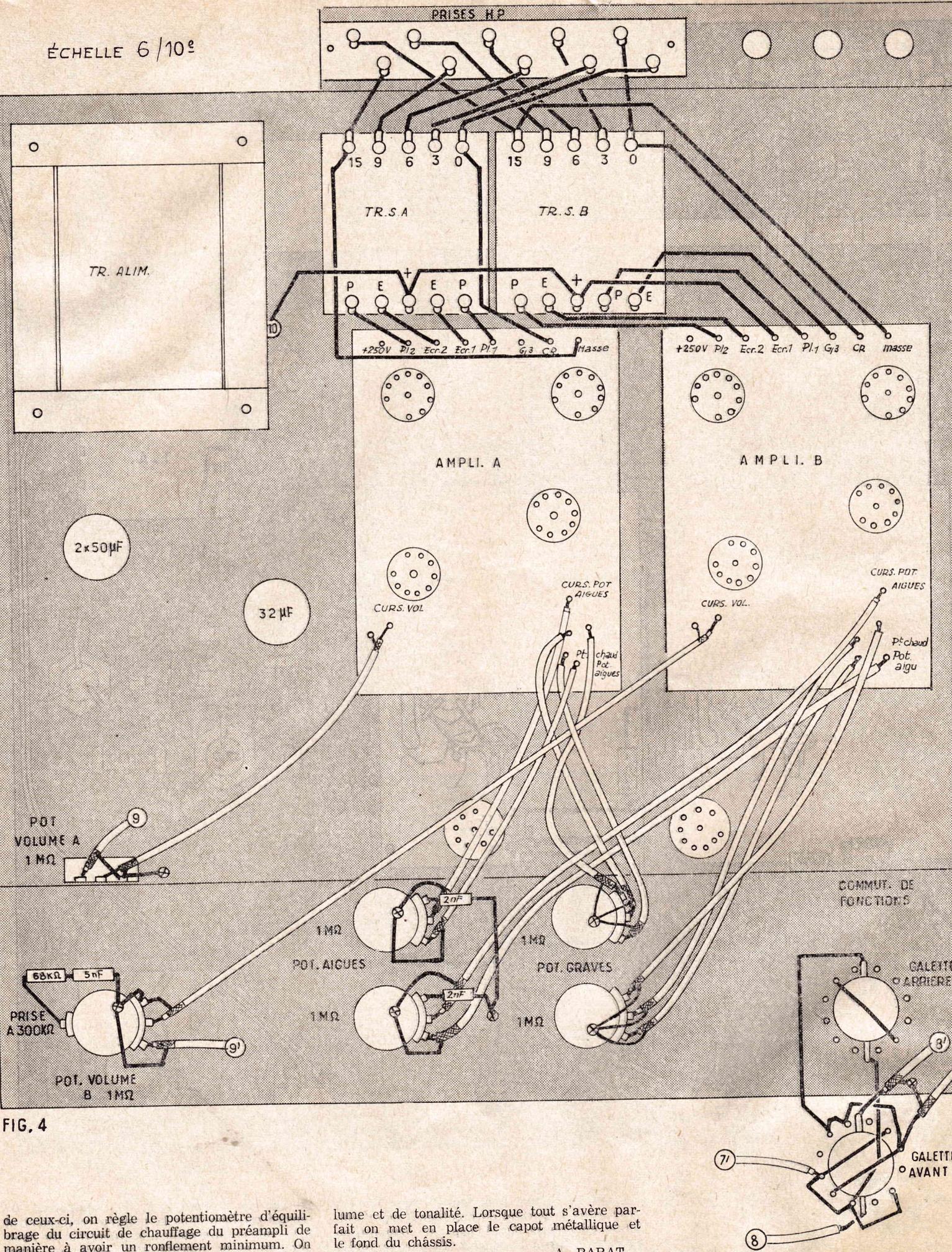


FIG. 4

de ceux-ci, on règle le potentiomètre d'équilibrage du circuit de chauffage du préampli de manière à avoir un ronflement minimum. On vérifie l'efficacité des potentiomètres de vo-

lume et de tonalité. Lorsque tout s'avère parfait on met en place le capot métallique et le fond du châssis.

A. BARAT.

CARACTÉRISTIQUES THERMIQUES DES TRANSISTORS

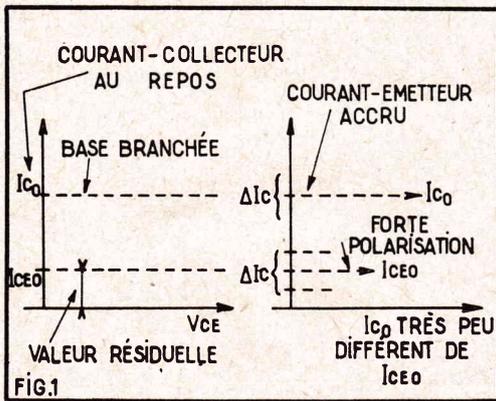
par F. KLINGER

Que les semi-conducteurs réagissent à des variations de température, nous l'avons dit, qu'ils dégagent eux-mêmes de la chaleur dans leur jonction, nous l'avons signalé, que l'on doive y admettre un maximum de calories sous peine d'endommager irrémédiablement les dispositifs, on le conçoit. Mais il nous semble tout

aussi logique que les techniciens, dignes de ce nom, ne se soient pas contentés de telles constatations et qu'ils aient cherché à y remédier. Il se trouve seulement qu'ils ont singulièrement compliqué sinon les problèmes, du moins leurs expressions pratiques et c'est contre ce point précis que nous voulons réagir ici.

Courants résiduels

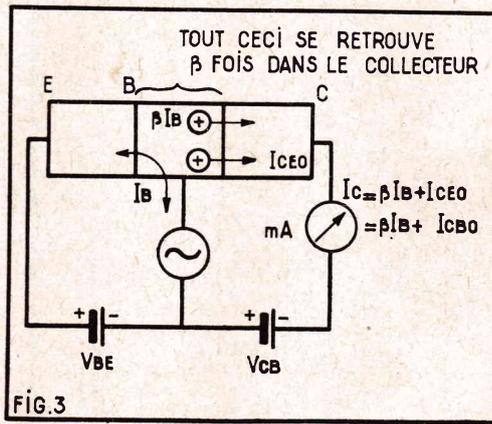
Tout comme n'importe quel engin électrique ou même mécanique, un transistor ne présente jamais un rendement de 100 % et une partie, au moins, de la puissance, à lui fournie, ne se retrouve plus dans les circuits suivants elle se perd, généralement sous une forme calorifique. Cette situation vient encore s'aggraver dans le cas de la semi-conduction par le fait que les courants de modulation ne viennent toujours que se superposer à un courant fixe et immuable, dit résiduel (fig. 1), et qui existe même, lorsque l'une des électrodes n'est pas connectée.



On parle aussi de courant de fuite, ce qui nous semble impropre, puisque, en fait, il n'existe aucun moyen pratique de s'en débarrasser, et que même il n'est pas exagéré d'affirmer que c'est lui qui, en grandissant, finit par former le courant-collecteur proprement dit.

Comme nous avons eu l'occasion de le montrer par ailleurs, ce genre de courant résulte uniquement de porteurs minoritaires qui apparaissent eux-mêmes par suite de la polarisation inverse de la jonction de sortie (fig. 2) ; il prend donc le nom de I_{CBO} ou I_{CEO} , suivant que le transistor est monté en base commune ou en émetteur commun. En fait, il s'agit d'un seul et même courant et on peut même démontrer que I_{CEO} représente, en gros, β fois I_{CBO} ; il s'en suit que dans la définition de tel coefficient de

stabilité thermique, qui compare les variations du courant-collecteur aux variations du courant résiduel, on retrouve toujours un, l'unité, dans la base commune ; c'est, d'ailleurs, de cette valeur qu'il faut chercher à se rapprocher dans l'établissement des divers systèmes régulateurs



de l'effet — néfaste — de température.

Voici comment on pourrait ainsi décomposer la lecture faite à l'aide d'un appareil de mesure (fig. 3) inséré en série dans le circuit du collecteur ; si nous utilisons, par exemple, un transistor dont le courant résiduel base-collecteur représente 5 microampères avec un coefficient d'amplification en courant, α , de 0,98 et que nous lisons 3 milliampères, nous établissons

coefficient β :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha} = \frac{0,98}{1 - 0,98} = 49$$

courant résiduel I_{CBO}

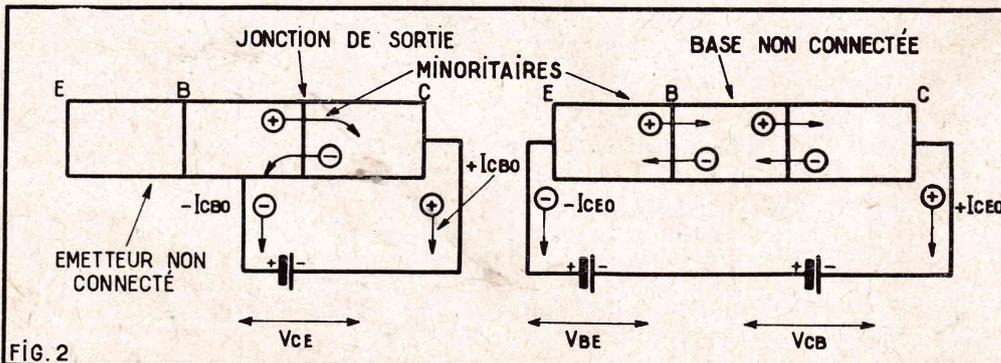
$I_{CEO} = \beta \times I_{CBO} = 49 \times 5 = 245$ microampères

Fraction de I_c provenant du circuit d'entrée

$\beta \times I_b = I_c - I_{CEO} = 3 - 0,245 = 2,755$ mA

Courant d'entrée

$$I_b = \frac{2,755}{49} = 56,4 \text{ microampères}$$

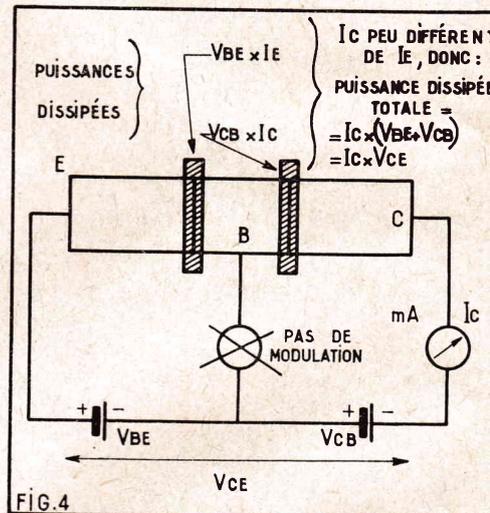


Équilibre thermique

Dès les premiers instants de fonctionnement d'un transistor, on constate — à l'aide surtout d'appareils de mesure suffisamment sensibles — une élévation de la température autour du transistor. Il faut donc bien admettre que les deux jonctions du transistor deviennent le siège d'un échauffement et en tire même, après une étude plus approfondie, trois conclusions essentielles :

* c'est, parmi les deux jonctions, surtout celle de la sortie qui dissipe la plus grande quantité de chaleur et (en dehors du montage « collecteur commun »), on peut donc se contenter de considérer uniquement la région du collecteur ;

* cette puissance calorifique ne peut avoir qu'une seule origine, électrique, et, en fait, elle semble correspondre exactement au produit du courant I_c par le potentiel V_{CB} , qui existe entre collecteur et émetteur (fig. 4) et du courant I_c au repos dans le cas d'un OC74, par exemple, la puissance (P) dissipée par le collecteur (C) serait



$$P_c = V_{CB} \times I_c = 9_v \times 0,030_A = 270 \text{ milliwatts}$$

mais elle pourrait, d'après les fabricants, atteindre 550 milliwatts ;

* de telles températures ne risqueraient de devenir préjudiciables à la vie du transistor, qu'à condition que la chaleur n'était pas évacuée convenablement et rapidement : c'est bien à l'intérieur du bloc semi-conducteur (solide !) qu'elle est emmagasinée (fig. 5) et elle doit donc gagner, d'abord, les surfaces extérieures avant de se répandre dans le boîtier et prendre contact par là avec l'atmosphère ambiante.

Dans ce circuit d'évacuation, la chaleur rencontre une opposition que l'on peut assimiler à une véritable résistance électrique (fig. 6) et que l'on qualifie de « thermique ». Il est évident que l'élimination de la chaleur, donc la préservation de la jonction du semi-conducteur et du transistor, se fera d'autant mieux que cette résistance thermique est plus faible. Et il nous semble tout aussi évident que cette évacuation se fera d'autant plus vite que les surfaces extérieures de la jonction sont plus grandes : ainsi, on constate qu'en dotant le transistor de véritables ailettes de refroidissement, on le rend apte à dissiper des puissances calorifiques plus importantes avant de subir des destructions, même partielles.

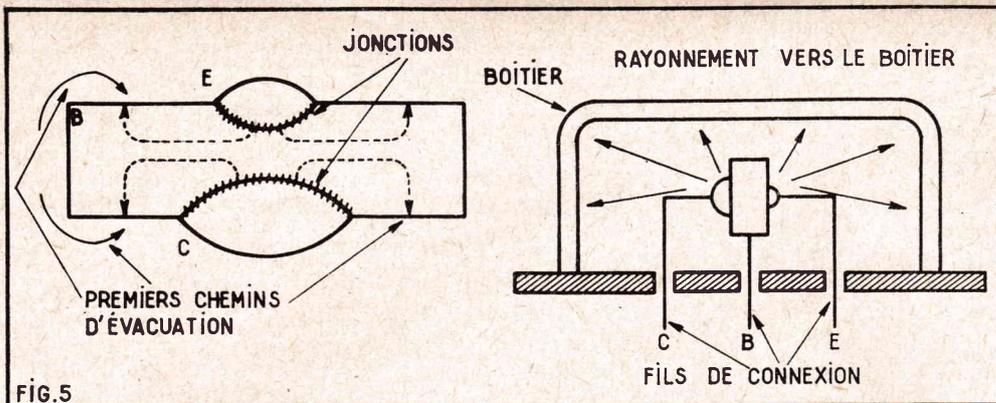


FIG. 5

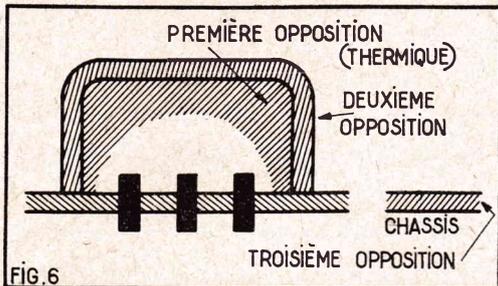


FIG. 6

De plus, comme cela est encore logique, un tel accroissement s'accompagne de la possibilité de délivrer plus de puissance, celle-là utile et recherchée. C'est ce que montre, en autres, notre figure 7 dont l'abscisse peut porter, aussi bien la température ambiante (T_{amb}), donc extérieure du transistor, que T_j , la température même de la jonction proprement dite : dans les deux cas, on utilisera la valeur de 25° comme base de référence.

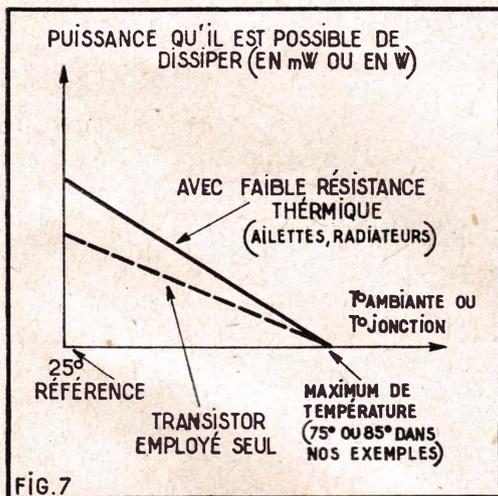


FIG. 7

Or, on peut concevoir une sorte de cercle vicieux qui multiplie rapidement l'effet initial : si, par exemple, la valeur de 270 mW envisagée plus haut, correspond à une température de la jonction $T_j = 40^\circ$ cette nouvelle température entraînera une augmentation du courant résiduel, disons I_{CE0} , dont l'effet immédiat sera de faire monter encore la température, et ainsi de suite. Fort heureusement, les accroissements relatifs perdront de plus en plus en importance et on finira toujours par atteindre une valeur d'équilibre... même si celle-ci se situe parfois en dehors des limites, déclarées admissibles par le fabricant !

Le phénomène général se complique, enfin, encore par l'existence, souvent inévitable, d'une certaine température extérieure qui surélève d'autant la température de la jonction et nous pourrions écrire, en une sorte de résumé de ces premiers facteurs :

Température propre de la jonction :

$$T_j = P_c = V_{CE} \times I_c$$

Température de la jonction, si la température ambiante en diffère très peu :

$$T_j = P_o$$

$$T_j = T_{amb} + k.P_c$$

Résistance thermique

Mais que représente donc k dans cette dernière relation ? C'est un coefficient qui caractérise, en premier lieu, certaines données géométriques du transistor et, en particulier (fig. 8-a), les distances qui séparent la jonction du boîtier et les dimensions de celui-ci : c'est donc une constante pour un transistor donné et une constante importante, puisqu'elle exprime (si et) comment la chaleur engendrée à l'intérieur sera évacuée. La relation établie peut encore s'écrire

$$P_c = \frac{T_j - T_{amb}}{K}$$

et elle ferait ainsi mieux ressortir encore :

★ l'intérêt qu'il y a à rendre K , la résistance thermique, aussi réduite que possible : sa présence dans le dénominateur ne signifie cependant pas, comme on pourrait le croire, que la puissance dissipée augmente, lorsqu'elle-même diminue, mais bien que la puissance à dissiper peut augmenter ; détail à ne pas oublier ;

★ la différence entre deux températures ressemble bien (rien de plus, puisqu'il s'agit ici de considérations purement mathématiques) à une différence de potentiel ; cette puissance est à dissiper, elle « circule » donc en quelque sorte, tout comme le ferait un courant électrique : tout cela pour confirmer, à la fois, l'idée et le terme d'une résistance.

Les valeurs numériques de telles résistances thermiques sont évidemment fournies par les fabricants qui les déduisent d'au moins trois facteurs différents : la puissance (fig. 8-b) dissipée par la jonction elle-même (donc deux matériaux dopés différents) : environ 40 % ; 50 % dans le collecteur proprement dit (par exemple la bille d'indium déjà évoquée), et un dixième

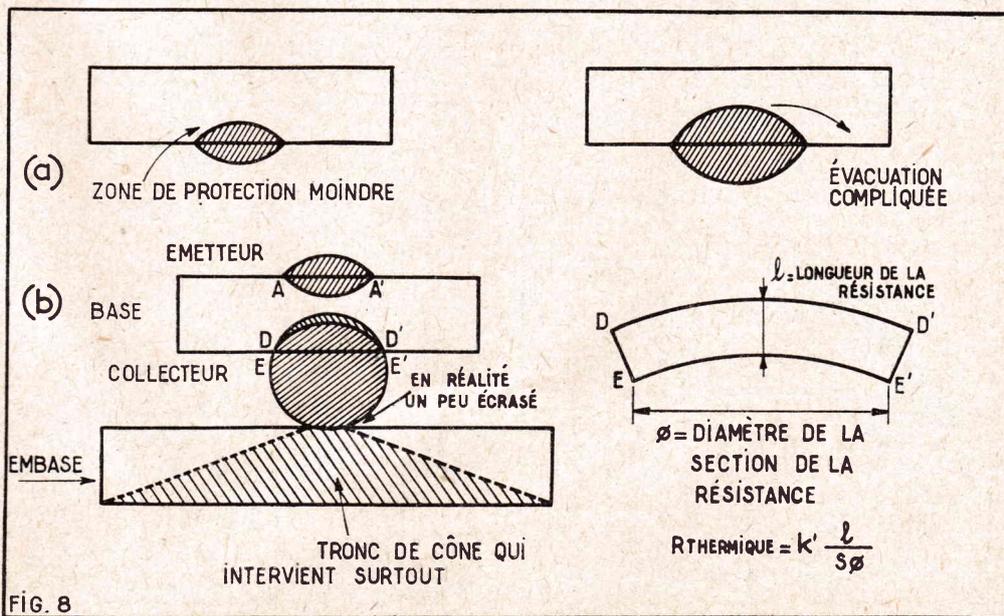


FIG. 8

dans l'embase, sur laquelle est fixée la plaque qui deviendra le collecteur (généralement avant même la fabrication du transistor).

Les résistances thermiques expriment ce qui subsiste après évacuation de la chaleur engendrée par la présence des puissances à dissiper et elle prendra ainsi, numériquement, l'aspect d'un certain nombre de degrés (Celsius) par watt ou souvent, par milliwatt, étant donnés les ordres de grandeur qui ont cours dans le monde de la semi-conduction.

Voici quelques-unes de valeurs pratiquement utilisables pour un transistor de puissance employé seul, sans précisément les radiateurs ou les ailettes de refroidissement (plus que recommandés par les fabricants (veiller à l'emploi tantôt de milliwatts, tantôt de watts !)

- OC74 K $\leq 0,22^\circ$ C/mW.
- OC72 K $\leq 0,4^\circ$ C/mW.
- OC22 K $\leq 0,5^\circ$ C/W.
- OC26 K $\leq 1,2^\circ$ C/W.

Le détail de nos explications rend facile l'interprétation de ces données.

Un OC74 ne doit pas, en service constant, être placé dans des conditions de travail telles qu'il dépasse 75° , ce qui n'accorde à l'élévation de température, due à la puissance dissipée que

$$T_j = T_{max} - T_{amb} = 75^\circ - 25^\circ = 50^\circ.$$

Or, chaque milliwatt qui traverse la jonction de la sortie élève la température de $0,22^\circ$, d'où une puissance dissipée maximum de

$$P_c = \frac{T_j}{K} = \frac{5^\circ}{0,22} = 229 \text{ mW.}$$

que dépasse la valeur de 270 mW admise par nous plus haut ; nous concluons que (toujours sans élément de convection calorifique), en présence de la même source de tension, il faudra (fig. 9) polariser notre OC74 de telle sorte que son circuit de collecteur ne soit pas traversé par plus de

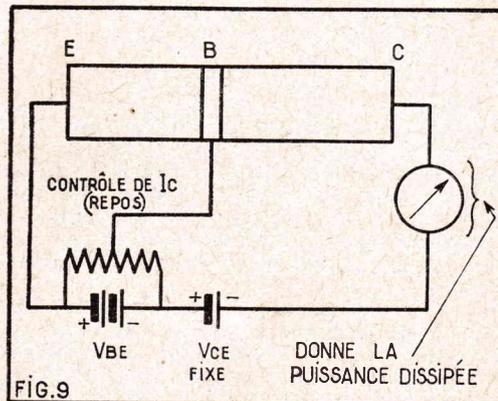


FIG. 9

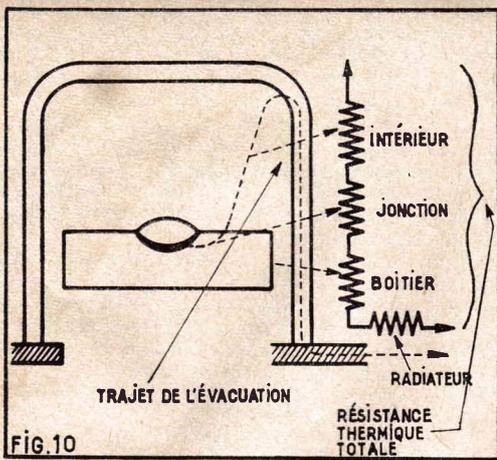


FIG.10

$$I_c = \frac{P_c}{V_{CB}} = \frac{0,229}{9} = 25,5 \text{ mA}$$

au lieu des 30, d'où nous étions partis.

Éléments de refroidissement

Le type OC26 cité, peut, lui, supporter (suivant toujours les fabricants) 85° C, ce qui laisse 60° pour la jonction proprement dite et comme K égale 1,2° C/W, il semblerait, d'après ces données, que ce transistor puisse effectivement dissiper 50 watts (!), sans dommage. En réalité, il faudra tenir compte de bien d'autres facteurs qui réduisent sensiblement ces conclusions par trop optimistes et les catalogues eux-mêmes admettent tout juste un peu plus de 12 watts.

En tout premier lieu, nous avons, en retenant 60°, admis une température ambiante restant elle-même bien constante et égale à 25° : cette situation ne saurait être atteinte que si le boîtier est soumis en permanence à une circulation d'eau ou d'air refroidi ; avec une marge d'une dizaine de degrés on n'aurait plus que 50°/1,2 = 41,5 watts.

De plus, il ne serait pas concevable de faire fonctionner un tel transistor de puissance sans élément de refroidissement, car les résistances thermiques s'additionnent tout comme le font des résistances ohmiques (fig. 10) et la situation théorique envisagée à l'instant, équivaudrait à une surface de contact infinie (dans des résistances aussi, la valeur de R est inversement proportionnelle à la section de l'échantillon).

Si nous utilisons un élément de refroidissement, c'est précisément, parce que nous lui demandons d'évacuer une partie de ces puissances calorifiques et il est donc normal et logique qu'à lui aussi, s'attache une notion de résistance thermique. Si nous admettons la valeur relativement modeste de 1° C/W, nous nous trouverons devant une résistance thermique totale de 2,2° C/W et non plus de 1,2° : la puissance admissible tomberait, elle, alors à

$$P_c = \frac{85^\circ - 35^\circ}{2,2} = 22,6 \text{ watts.}$$

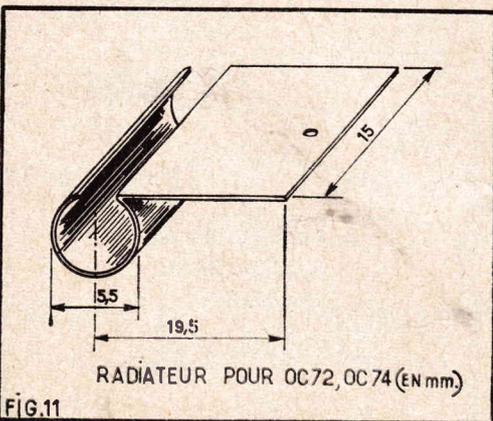


FIG.11

Et enfin, il est une autre donnée importante, elle aussi : les qualités du contact thermique (en réalité plutôt mécanique), serrage, matière conductrice (mica, graisse ou vernis aux silicines).

Seul ce dernier point pourra être laissé de côté dans des problèmes plus simples portant sur des transistors de moindre puissance, mais, pour autant, on ne peut absolument pas négliger les autres facteurs, ni surtout l'influence des ailettes de refroidissement (fig. 11) ; en réalité, on peut voir que, même l'emploi d'une ailette de type voulu, perd 50 % de son efficacité, si elle n'est pas serrée convenablement sur le châssis ou si — suprême hérésie et méconnaissance de son rôle — elle est fixée comme nous l'avons vu faire, sur une plaquette de bakélite faisant office de châssis général.

En énonçant la nouvelle valeur prise par la résistance thermique d'un OC74, soit K' = 0,1° C/mW, pour lequel on aurait utilisé un radiateur de 12 cm² (nous reviendrons sur le principe qui conduit à la détermination de ces surfaces) nous croyons bien en montrant l'importance capi-

C'est ce genre de valeurs que l'on peut ordonner et on trouve alors directement l'abscisse la surface à prévoir pour l'air de refroidissement, soit environ une dizaine de centimètres carrés ; on peut d'ailleurs remarquer que dans ces régions de notre abaque la matière elle-même n'intervient pratiquement pas.

Il n'en serait plus de même pour notre exemple où nous trouverions, avec une puissance dissipée de 12 watts :

Coefficient en ordonnée

$$K = \frac{85^\circ - 35^\circ}{12} = 4,15.$$

Abcisses

civres 200 cm² (point B) - laiton 50 cm² aluminium 280 cm² (point C) - acier 2 000 cm². Nous aurons, enfin, fait le tour complet des problèmes en signalant qu'il faudrait, en plus, tenir compte encore de l'épaisseur de la matière employée, brillante ou mate.

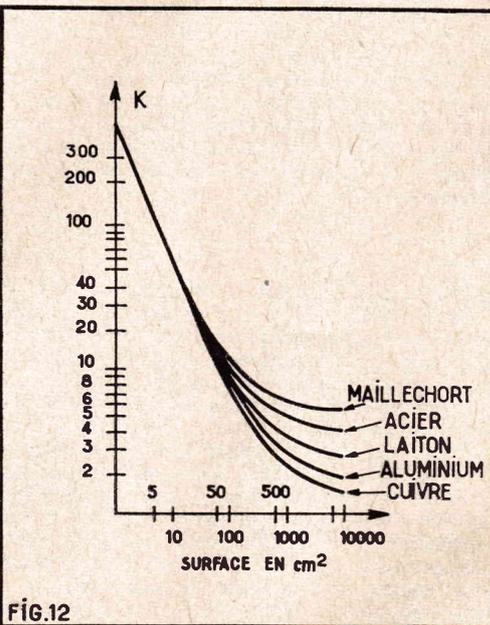


FIG.12

talement : avec cette nouvelle valeur on peut, en effet, dissiper au collecteur une puissance égale à

$$P_{c \text{ max}} = \frac{T_j \text{ max} - T_{\text{amb}}}{K'} = \frac{75^\circ - 25^\circ}{0,1} = 500 \text{ milliwatts}$$

et même si nous nous contentions d'une température ambiante de 40°, au lieu de ces 25° plutôt théoriques, nous travaillerions encore dans de bonnes conditions en dissipant

$$P_c = \frac{75^\circ - 40^\circ}{0,1} = 350 \text{ milliwatts}$$

soit 20 % de plus que les conditions de travail prévues plus haut.

Les radiateurs

La complexité des divers facteurs à faire intervenir élimine pratiquement toute possibilité de calculs véritables et rend, pour ainsi dire, obligatoire l'emploi d'abaques (fig. 12).

Pour un OC74, nous avons vu que la résistance thermique tombait de 0,22° C/mW, sans radiateur, à 0,1° C/mW ; s'il en est ainsi, c'est que nous avons inséré un élément de refroidissement qui a permis de faire passer la puissance dissipée à 550 milliwatts ; nous pourrions donc écrire

$$K = \frac{T_j - T_{\text{amb}}}{P_c} = \frac{75^\circ - 25^\circ}{0,55} = 91.$$

C'est en étudiant que vous obtiendrez de l'avancement

Un grand nombre de spécialistes sera nécessaire dans un proche avenir pour faire face aux exigences de la technique et de l'industrie. Dans le domaine de l'électronique, les connaissances pratiques ne suffisent plus ; seule une formation théorique solide donne accès à des situations intéressantes.

Utilisez vos loisirs et profitez de nos cours par correspondance. Leur édition sans cesse renouvelée, permet de les adapter aux derniers progrès de la technique. Il n'est pas nécessaire de posséder des connaissances professionnelles ou scolaires spéciales. Notre méthode d'instruction facile à comprendre, vous conduit pas à pas, sûrement, sur le chemin que vous avez choisi. Vous obtenez ainsi la possibilité d'exercer votre métier ou d'accéder à un poste qui vous satisfait inaccessibles.

Voici le programme de notre cours de

RADIO + TELEVISION

- Base de l'électronique.
- Electrotechnique générale.
- Dessin de schémas.
- Magnétisme et électromagnétisme.
- Technique de la radio-électricité.
- Télévision.
- Radiotransmission des images et radar.
- Acoustique électro-acoustique.
- Tubes électroniques.
- Technique du câblage.
- Technique des mesures.
- Mathématiques.

Autres cours enseignés :

**MECANIQUE APPLIQUEE
BATIMENT
ELECTROTECHNIQUE
REGLE A CALCUL**

Demandez aujourd'hui même, gratuitement, sans engagement de votre part, notre brochure « Le chemin du succès », en utilisant le bon ci-dessous et en l'envoyant à l'adresse suivante :

**INSTITUT TECHNIQUE SUISSE
SAINT-LOUIS (Haut-Rhin)**

BON N° R.P.

Nom et prénom :

Ville :

Département :

Rue et n°

Par une croix dans la case suivante, je vous signale que je voudrais bien recevoir en plus le titre d'examen et contre remboursement de 15 F, le fascicule n° 1 du cours :

- Mécanique appliquée
- Electrotechnique
- Bâtiment
- Radio + Télévision

Cela vous permettra d'examiner avec soin notre méthode d'enseignement et ne vous engage pas du tout à suivre le cours.

Il en résulte qu'un signal VF existe aux bornes de la résistance de cathode. Ce signal est transmis par l'intermédiaire d'une résistance ajustable de 150 Ω et une V 501 B (élément F de V 501 utilisée à l'entrée) qui sert de préamplificatrice sélective attaquant les circuits de chrominance comme on le verra plus loin.

Revenons à la lampe VF d'entrée V 501 A. L'écran est rendu positif par la résistance de 100 Ω reliée à la ligne + 210 V et découplé par le condensateur de 2 200 pF tandis que la grille 3 est reliée à la cathode à l'intérieur de l'ampoule.

Le signal amplifié par la lampe d'entrée V 501 A est alors disponible sur la plaque. Celle-ci est, par conséquent, une des deux sorties de signal, l'autre étant sur la cathode comme on l'a indiqué plus haut. La charge de plaque est une résistance de 2,2 k Ω 4 W dont la valeur relativement réduite s'impose dans un étage VF qui doit transmettre une bande large atteignant plusieurs mégahertz.

De la plaque de la V 501 le signal VF amplifié suit deux voies :

- la première vers la ligne de retard ;
- la seconde vers les circuits de séparation des signaux synchro à lampes V 503-B et V 502-B dont il sera question plus loin.

Considérons la sortie de la plaque de la V 501 A, sur la résistance de 1 k Ω suivie de la bobine L 502 de 80 μ H. Le circuit constitué par 1 k Ω - 80 μ H - ligne à retard - 80 μ H (L 503) - 1 k Ω et le condensateur de 0,1 μ F est la liaison entre la sortie sur la plaque de la première lampe de l'amplificateur VF luminance et l'entrée sur la grille de la seconde, la V 503 A.

La ligne de retard permet d'assurer le synchronisme entre le signal de luminance et le signal de chrominance.

En effet, ce dernier, qui est prélevé sur la cathode de la V 501, est à bande passante réduite (voir par exemple la figure 25 de notre précédent article). Un retard est créé sur ce signal de chrominance et, pour remettre en phase les deux signaux, chrominance et luminance, on a introduit la ligne de retard qui crée le même retard, dans la liaison V 501-A vers V 503-A.

Deuxième étage luminance

La lampe V 503-A n'est en réalité qu'un dispositif abaisseur d'impédance grâce à son montage en « plaque commune ».

Ce montage est bien connu aussi sous le nom de « cathode-follower » (cathode suivieuse) et aussi « cathodyne ». L'entrée sur la grille est à haute impédance de l'ordre de 470 k Ω et sortie sur la cathode à basse impédance de quelques centaines d'ohms.

L'emploi de cet étage est nécessaire pour pouvoir commander, d'une certaine distance, le réglage de contraste disposé sur le panneau avant du téléviseur.

Lorsque les circuits à commander sont à basse impédance, les connexions de branchement peuvent être relativement longues sans qu'il y ait perturbation du fonctionnement du montage en raison de l'introduction de capacités parasites.

La lampe V 503 étant montée en « plaque commune » la plaque est « mise à la masse » en alternatif par le condensateur de 0,1 μ F et alimentée à travers une résistance de 1 k Ω à partir de la ligne + 210 V avec, en série, un interrupteur 17 CV. Le signal VF, sur basse impédance est transmis à partir de la cathode de cette lampe triode, par coaxial à faible capacité, au diviseur de tension constitué par le potentiomètre de 500 Ω (gain) et la résistance fixe de 330 Ω reliée à la masse, éléments fixés sur l'ensemble 13 PVL, sur le panneau avant de l'appareil.

En réalité les résistances de 500 Ω et 330 Ω constituent la charge de cathode de la lampe cathodyne. Le signal VF est alors dosé par ce potentiomètre et sur son curseur on le prélève pour le transporter, à l'aide d'un autre co-

axial, vers l'entrée de la lampe V 502-A du troisième étage de cet amplificateur VF de luminance.

Troisième étage luminance

La résistance de 100 Ω transmet à la grille de la V 502-A (élément L de la double pentode EFL200) le signal VF du câble coaxial.

Cette pentode est à deux sorties, l'une sur la cathode et l'autre sur la plaque.

L'écran de cette pentode est découplé par 8 μ F et 2 200 pF, avec mise en série, pour stabilisation, de la résistance de 100 Ω . Le découplage aux fréquences élevées est amélioré par la fréquence du condensateur de 2 200 pF qui ne présente pas de composante inductive comme cela pourrait être le cas du condensateur de 8 μ F sur lequel il est en parallèle. Considérons maintenant la sortie sur la cathode de la lampe V 502-A.

Le circuit de cathode comprend un bobinage L 505 shunté par un condensateur de 2 200 pF couplé à un bobinage analogue shunté par 2 200 pF et 680 Ω .

L'effet de ce circuit cathodique est d'atténuer l'amplitude de la sous-porteuse chrominance réduisant ainsi sa sensibilité sur l'écran.

Rappelons que l'amplification d'une lampe dépend de l'impédance du circuit de cathode.

Circuit de grille de la V 502-A

En examinant le montage de cette lampe, dernière VF luminance, on constate qu'il y a contre-réaction de la plaque sur la grille 1. En effet de l'extrémité côté sortie de la bobine de correction série L 504, part un circuit vers la grille se composant d'une résistance de 22 k Ω , de deux condensateurs, l'un de 0,47 μ F et l'autre de 0,1 μ F et d'une résistance de 100 Ω , associée au circuit relié à la masse et au potentiomètre « lumière ».

Le circuit de contre-réaction est destiné à améliorer le fonctionnement de l'étage final en diminuant la distorsion. On voit également qu'entre la grille et le potentiomètre de lumière on a intercalé une diode SFD 110 dont la fonction est la reconstitution de la composante continue qui a été supprimée par les condensateurs intercalés dans les liaisons : celui de 0,1 μ F sur la grille de la V 501-A, celui de 0,1 μ F sur la grille de la V 503-A et celui de 0,1 μ F également sur la grille de la pentode VF finale V 502-A analysée en ce moment.

La polarisation de la grille de cette lampe est déterminée au repos (sans signal) par la position du curseur du potentiomètre de lumière de 1 k Ω . Avec signal VF, cette polarisation est constamment modifiée selon la tension de composante continue fournie par la diode SFD 110.

On voit que ce réglage de lumière agit sur la luminosité du tube cathodique par l'intermédiaire de la lampe V 502-A qui fonctionne, dans ce but, comme amplificateur de continu : lorsque la grille devient alors négative, par exemple, la plaque devient moins négative. Les diviseurs de tension qui comprennent le potentiomètre de gain (500 Ω) et celui de lumière (1 k Ω) sont montés, le premier entre cathode de la lampe finale et la masse et le second entre masse et le point d'alimentation - 220 V. Ils sont groupés sur l'ensemble 13 PVL - 14 PVL.

Circuits de séparation des signaux de synchronisation

Revenons à la plaque de la première lampe VF V 501-A. Nous avons indiqué plus haut le parcours du signal VF vers la ligne de retard.

Le signal est également dirigé vers les circuits de séparation par la résistance de 10 k Ω , la capacité de 0,1 μ F reliée à la grille de la première lampe V 503-B. Le signal VF complet appliqué sur la grille de cette triode est amplifié et inversé par celle-ci. Sur la grille le signal VF est de polarité positive pour les impulsions et sur la plaque il est de polarité négative.

A la fréquence déterminée par l'accord de la cathode de cette pentode, l'impédance de ce circuit devient plus grande et il résulte une diminution du gain de celle-ci contre-réaction sélective.

La bande et la forme de la courbe à cette contre-réaction dépendent du placement des deux bobines L 505 et de la tance qui shunte le secondaire.

Sur la plaque de la V 502-A on obtient un signal VF luminance amplifié dont l'amplitude, comme nous l'avons indiqué précédemment est de 100 V crête à crête.

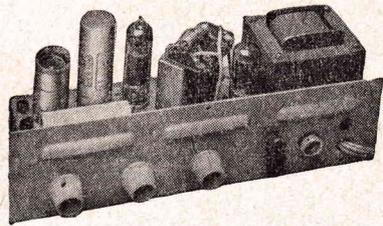
Le circuit de plaque est analogue à celui des lampes finales VF blanc et noir.

On y trouve la charge de 5,6 k Ω 4 W à la ligne + 390 V qui alimente la première lampe VF, après réduction par les deux tances de 10 k Ω en parallèle et découplage par 8 μ F. La correction aux fréquences élevées s'effectue avec la bobine L 504 de 40 μ H, tée par 4,7 k Ω .

Il est clair qu'il s'agit d'une correction de la capacité parasite de sortie est indiquée elle est d'environ 15 pF.

Enfin, le signal VF luminance est transmis aux cathodes du tube cathodique par un circuit à faibles pertes type UHF désigné par UHF.

HAUTE FIDÉLITÉ



AVR 4,5 W

Pour électrophone 3 lampes : 1 x 12AU7 - 1 x EFL200 - 1 x EZ80.
3 potentiomètres : 1 grave, 1 aigu, 1 puissant.
Matériel et lampes sélectionnés - Montage Box d'all à correction établie - Relief sonore physique compensé.
En pièces détachées. NET 78.
Câble en ordre de marche. 128.
Prix

- ★ Autres modèles d'amplis et tuners F
- ★ Enceintes acoustiques.

RADIO-VOLTAIRE

155, avenue Ledru-Rollin, PARIS (11^e)

ROQ. 98-64 - C.C.P. 5608-71 - PARIS

PARKING ASSURÉ

négative de la grille.

Sur la plaque on a des impulsions de tension positives, qui sont transmises par un coaxial de 50 Ω aux circuits de balayage (point 19 B).

L'écran de cette pentode est alimenté par un diviseur de tension composé d'une résistance de 47 k Ω reliée au point + 210 V et d'une résistance de 100 k Ω reliée à la masse, découplage par 0,1 μ F.

La grille 3 est réunie à la cathode. La charge de plaque est de 22 k Ω 1 W, elle est de valeur relativement faible afin de bien transmettre les impulsions aux bases de temps.

Séparateur de chrominance

Revenons maintenant à la cathode de la première lampe VF, V-501-A. On a vu précédemment que l'on peut prélever sur la cathode le signal VF.

Celui-ci transmis par 150 Ω et 1,5 k Ω parvient à la grille de la lampe pentode V 501-B. Entre cette grille et la masse on trouve le circuit parallèle Lc composé de L501 et du condensateur au mica de 330 pF.

Ce circuit est accordé sur 4,43 MHz, ce qui crée la désaccentuation en cloche du signal amplifié par la lampe V 501-B.

La forme de la courbe en cloche a été indiquée dans notre précédente étude à la figure 29 dont le texte correspondant explique le rôle de cette désaccentuation à la réception.

Grâce à la sortie par la cathode de V 501-A, du signal VF, il y a une bonne séparation entre ce circuit destiné à la voie chrominance et celui de plaque destiné aux voies luminance et synchronisation.

Toute désadaptation éventuelle de la ligne de retard placée entre la lampe V 501-A et la lampe V 503-A, ne peut troubler le fonctionnement du circuit de chrominance et la forme en cloche donnée au signal par le circuit accordé sur 4,43 MHz.

La lampe triode V 503-B est polarisée automatiquement par la résistance de cathode, de 330 Ω shuntée par un condensateur de découplage de 0,1 μ F. L'écran, relié par 100 Ω au condensateur de découplage de 2 200 pF est à une tension légèrement inférieure à + 210 V.

La charge de plaque est de 2,2 k Ω 2 W. Cette résistance est reliée à la ligne + 210 V également.

La grille 3 est reliée directement à la cathode de cette pentode.

Alimentation

Nous traiterons ci-après du dispositif d'alimentation complète du téléviseur en couleurs. Cette partie est généralement décrite à la fin de l'étude des divers circuits mais nous avons jugé utile de l'étudier dès maintenant afin que le lecteur puisse se rendre compte de la manière dont sont obtenues les diverses tensions continues et alternatives mentionnées sur les schémas de l'appareil proprement dit.

La figure 32 donne le schéma complet de l'alimentation qui puise l'énergie au secteur alternatif 50 Hz. Considérons d'abord le circuit primaire comportant les enroulements 1-2-3, 4-5 et 6-7 ainsi que des barrettes d'adaptation, un interrupteur, un inverseur, un fusible et bien entendu le cordon secteur se terminant par la fiche de branchement au secteur.

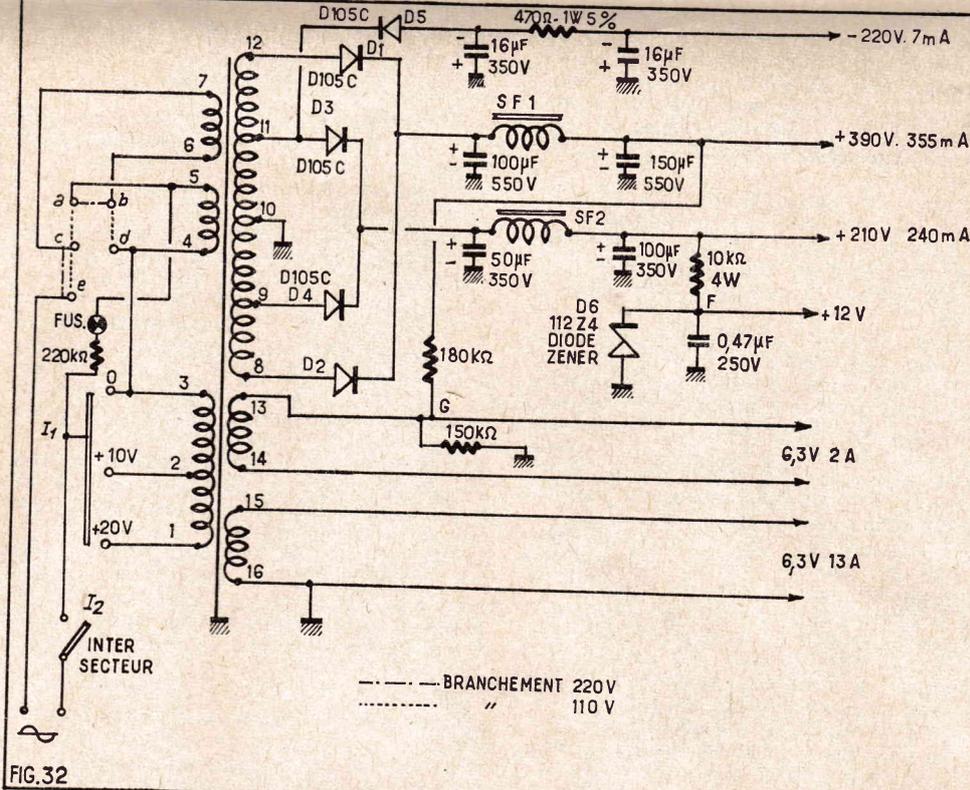
Les enroulements 4-5 et 6-7 sont prévus pour 110 V chacun.

Celui désigné par 3-2-1 comporte un enroulement qui donne 10 V entre 3 et 2 et 20 V entre 3 et 1.

Les barrettes relient convenablement les points de contact a, b, c, d, e pour obtenir 110 V ou 220 V par la mise en parallèle ou en série des enroulements de 110 V.

Lorsque I_1 est en position 0 (point 3) on a, selon le branchement des barrettes 110 V ou 220 V.

Si I_1 est en position 2, 10 V s'ajoutent à la tension de 110 ou 220 V ce qui donne 120 ou



230 V. Si I_1 est en position 1, 20 V s'ajoutent ce qui permet d'adapter le primaire pour une tension de 130 ou 240 V.

Les barrettes se branchent comme suit :

Position 110 V : branchement suivant le pointillé fin :

a-c, b-d, c-e

ce qui connecte le point 7 au point 5, le point 6 au point 4, donc mise en parallèle des deux enroulements de 110 V. D'autre part, le point c est relié à 4 au point e, c'est-à-dire à un des fils du cordon-secteur tandis que le point d est relié à l'enroulement de tensions additionnelles, s'ajoutant selon la position de I_1 comme indiqué plus haut.

Position 220 V : branchement suivant les traits :

a-b, c-d.

Le branchement a-b relie les points 5 et 6 ce qui met en série les deux enroulements de 110 V et on obtient 220 V.

Le branchement c-d relie le point 7 au condensateur et le point 4 reste toujours connecté à l'enroulement additionnel 0-10-20 V.

Le fusible doit être prévu pour 3,15 A en position 110 V des barrettes ainsi que pour 120 et 130 V. Pour 220-230 et 240 V le fusible doit être prévu pour 1,6 A.

L'interrupteur-secteur fonctionne pour toutes les combinaisons de branchement du primaire.

Circuits secondaires

Trois enroulements secondaires existent sur le transformateur d'alimentation unique du téléviseur : le secondaire à prises 12-11-10-9-8 et les secondaires de chauffage des filaments 13-14 et 15-16.

L'enroulement de haute tension a ses extrémités aux points 8 et 12 avec prise médiane 10 reliée à la masse qui est le négatif des hautes tensions continues + 390 V et + 210 V. La masse est aussi le pôle positif de la haute tension de - 220 V.

L'enroulement 12-10-8 qui donne la HT alternative la plus élevée, est associé aux diodes redresseuses D_1 et D_2 attachées sur les anodes, les cathodes étant réunies et fournissant le courant redressé au filtre constitué par une bobine de filtrage SF1 associée à un condensateur électrochimique « en tête », de 100 μ F

.50 V service et à un condensateur électrochimique de sortie de filtre de 150 μ F 550 V service.

On obtient à la sortie du filtre une tension de + 390 V par rapport à la masse, sous un courant de 355 mA, nécessaire aux divers circuits de l'appareil branchés au point marqué + 390 V.

Grâce aux prises 11 et 9, symétriques par rapport à la prise 10 reliée à la masse, on dispose d'un enroulement 11-10-9 de HF alternative moins élevée que celle de la totalité du secondaire 12-8. L'enroulement 11-10-9 est associé aux diodes D_3 et D_4 . Le montage de filtrage est analogue au précédent. Le filtre est composé d'une bobine SF2 et de deux condensateurs électrochimiques, l'un de 50 μ F 350 V service et l'autre, à la sortie, de 100 μ F 350 V service, ce qui fournit à l'appareil une tension continue de + 210 V sous 240 mA par rapport à la masse.

A partir de la tension de + 210 V on établit la tension stabilisée de + 12 V.

La résistance de 10 k Ω 4 W réduit la HT à 12 V, le filtrage étant assuré à la sortie du filtre par un condensateur au papier de 0,47 μ F 250 V service et la stabilisation s'effectue grâce à la diode zener D_6 , type 112Z4.

La tension négative - 220 V par rapport à la masse s'obtient en utilisant l'enroulement 10-11 du secondaire de haute tension alternative.

Le point 10 étant à la masse, le point 11 est relié à la cathode de la diode redresseuse D_5 , de sorte que la tension redressée apparaît entre l'anode et masse et, de ce fait, est négative sur l'anode.

Ce redressement d'une alternance ne déséquilibre pas la symétrie de l'enroulement 9-10-11 car le courant redressé n'est que de 7 mA. Il serait d'ailleurs possible de prévoir un fil de diamètre plus fort pour la partie 10-11 si cela était nécessaire mais 7 mA comptent peu comparativement au courant de 355 + 240 des deux HT positives.

Le filtrage de la tension négative est assuré par une résistance de 470 Ω 1 W et deux condensateurs de 16 μ F 350 V dont c'est le pôle positif qui est connecté à la masse.

Une bobine n'est pas nécessaire pour un courant de 7 mA seulement.

(Suite page 53)

Quelques montages pratiques des cellules photorésistantes

par LUCIEN LEVEILLEY

Les applications des cellules photorésistantes sont innombrables et s'accroissent continuellement. Voici un aperçu (très incomplet) qui en donne une faible idée : commande photoélectrique de relais divers, détection de passage d'objets sur convoyeurs avec ou sans comptage, détecteurs d'incendie, détection de flamme (surveillance de brûleurs), surveillance de niveaux liquides ou pulvérulents, commande d'un éclairage en fonction de la lumière naturelle, réalisation de potentiomètres progressifs sans crachement, composition d'un journal lumineux, commande de dessins lumineux animés, télécommande par rayon lumineux (occulté ou non), de jouets ou sujets quelconques animés par un moteur électrique, dispositifs de sécurité pour machines outils (elles permettent sur ces dernières d'éliminer toute cause d'accidents, etc., etc.

Cellule photorésistante 7427

Le principe de la photoconduction est connu depuis fort longtemps, mais ce n'est que très récemment que les caractéristiques des cellules basées sur ce principe ont été considérablement améliorées, au point que l'on peut les utiliser sans crainte dans toutes les réalisations qui exigent une sécurité absolue de fonctionnement dans le temps.

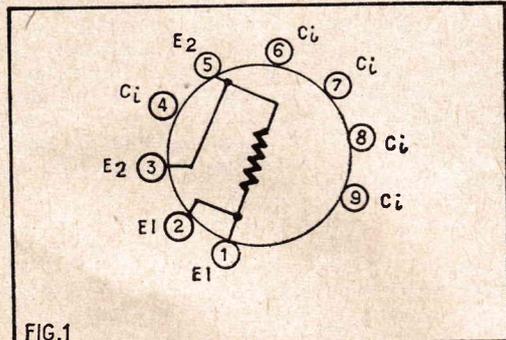


FIG.1

FIG. 1. — Repérage des broches de la cellule photorésistante 7427 (embase face à l'observateur). E1 : extrémité 1. E2 : extrémité 2. Ci : ne doivent pas être utilisées comme points de relais dans le câblage des circuits

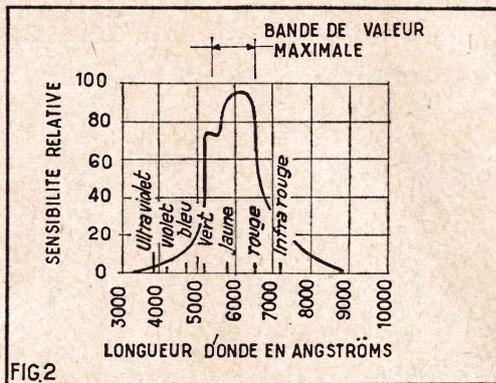


FIG. 2. — Courbe de sensibilité relative de la cellule photorésistante 7427 pour des valeurs équivalentes du flux lumineux dans les différentes bandes de longueur d'onde. Longueur d'onde correspondant au maximum de sensibilité : 5 800 Å°

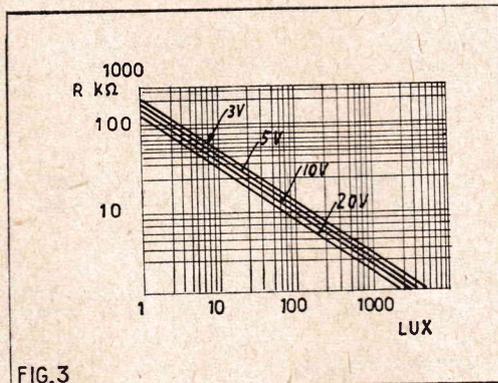


FIG.3

La cellule photorésistante 7427 comporte un dépôt de sulfure de cadmium disposé entre deux électrodes, en forme de peignes imbriqués (cette forme d'électrode permet d'utiliser une surface relativement grande de sulfure de cadmium, et une petite distance entre les électrodes). La cellule est disposée à l'intérieur d'une ampoule miniature à embase « noval » (fig. 1) ;

la surface sensible est parallèle à l'axe de l'ampoule, et de ce fait la lumière incidente doit être dirigée dans une direction perpendiculaire à l'axe du tube, afin qu'elle excite la surface sensible de la cellule. La courbe de sensibilité de cette cellule est indiquée fig. 2.

Les limites maximum d'utilisation de la cellule sont : tension, 350 V ; puissance à 200 mA, 400 mW ; courant, 20 mA ; résistance minimum après 10 secondes dans l'obscurité, 1 MΩ.

La courbe de la résistance en fonction de l'éclairement (fig. 3) est la caractéristique la plus importante. Elle permet de déterminer tous les éléments d'un circuit à commander photoélectrique (tension à appliquer, résistance ohmique du relais, etc., courant et puissance mise en œuvre). La courbe en question est valable pour la cellule 7427, et les diverses applications de celle-ci que nous allons indiquer.

Commande pour tout ou rien, avec alimentation en alternatif (fig. 4)

Suivant le cas, on utilise le contact « repos » ou le contact « travail » du relais, suivant ce que l'on désire l'enclenchement du relais pour une diminution ou une augmentation du flux lumineux.

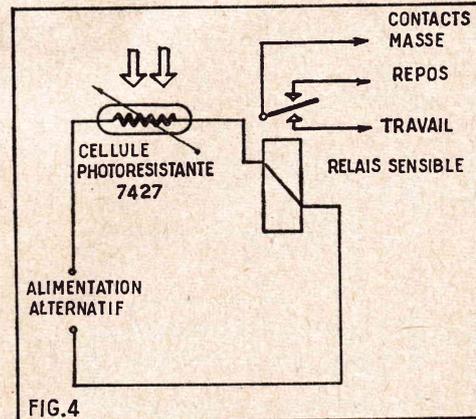


FIG.4

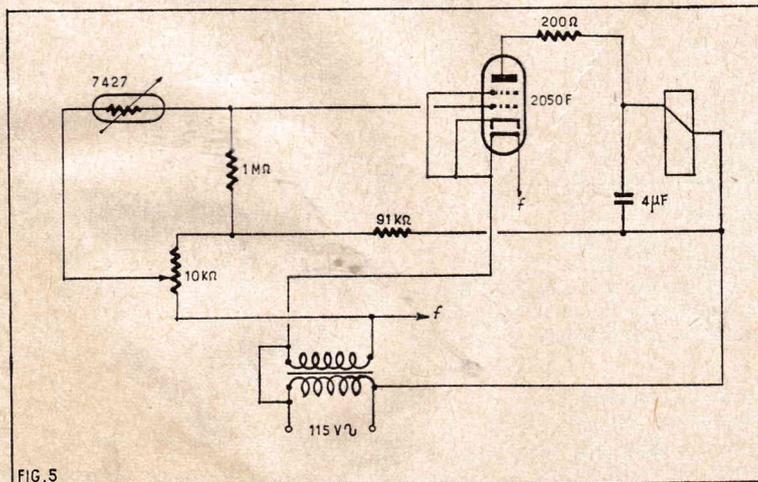


FIG.5

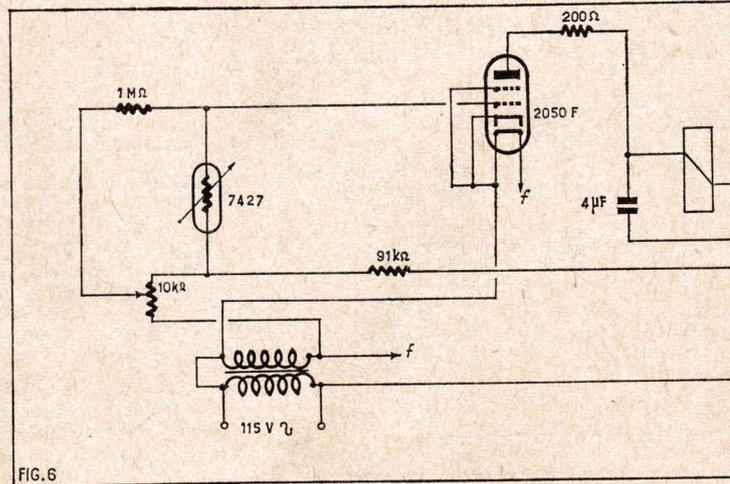


FIG.6

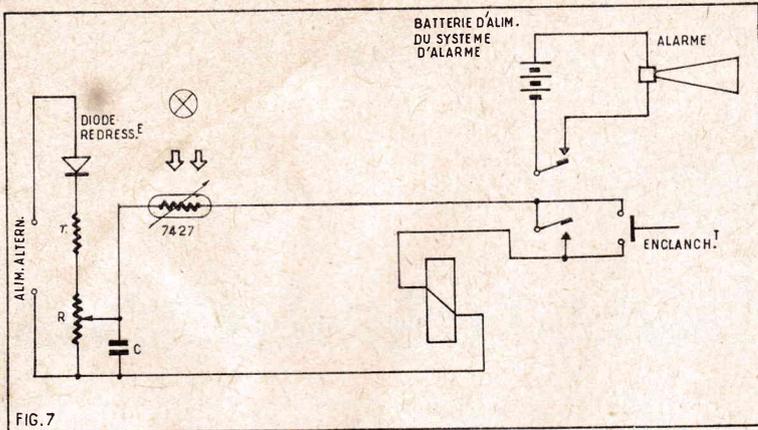


FIG. 7

Commande photoélectrique d'un thyatron à cathode chaude (fig. 5 et 6)

L'utilisation d'un thyatron pour la commande du relais permet la mise en œuvre de puissances plus importantes. En permutant la position de la cellule et de la résistance de 1 MΩ, il est possible d'obtenir l'enclenchement du relais, soit par augmentation du flux lumineux (fig. 5), soit par diminution de ce dernier (fig. 6).

Système anti-vol (fig. 7)

(Détection de coupure de faisceaux lumineux)

Le relais est normalement excité, lorsque la cellule est éclairée. L'occultation du faisceau lumineux fait relâcher le relais et l'alarme est donnée. Le système est à sécurité positive (la suppression accidentelle ou provoquée du courant d'alimentation déclenchant l'alarme). En conséquence de ce qui précède, ce système anti-vol offre à l'usage une sécurité absolue.

Les valeurs de la résistance r et du potentiomètre R sont déterminées en fonction de l'éclairement de la cellule et des caractéristiques du relais que l'on désire utiliser.

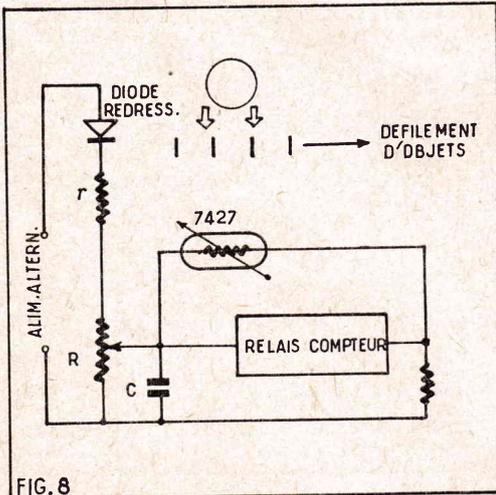


FIG. 8

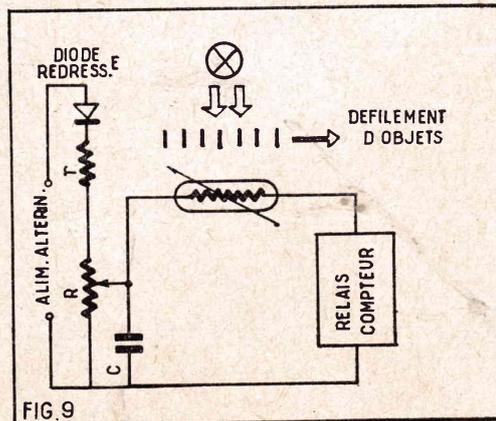


FIG. 9

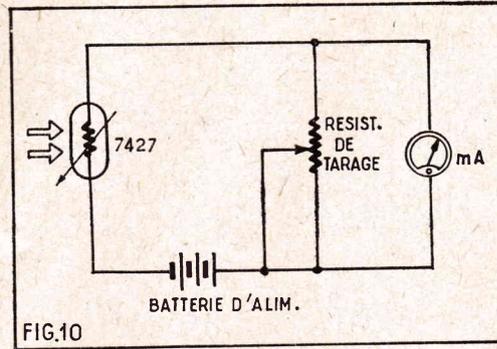


FIG. 10

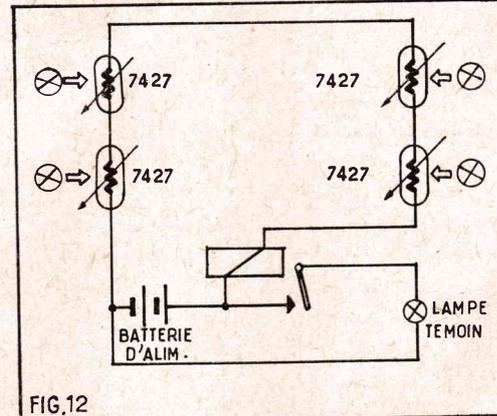


FIG. 12

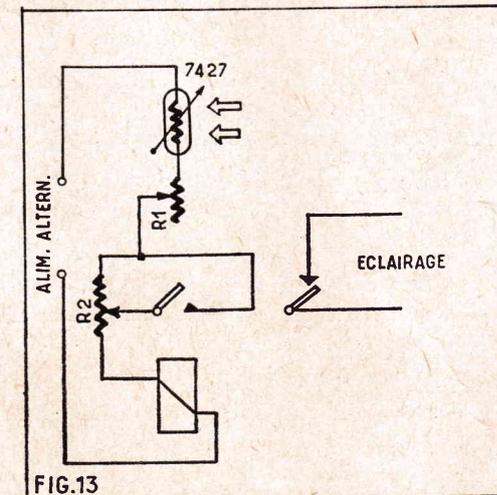


FIG. 13

Comptage des objets (fig. 8 et 9)

On peut utiliser des relais comptant, soit au collage (fig. 8), soit au décollage (fig. 9). Dans les deux cas les valeurs des résistances sont déterminées en fonction de l'éclairement de la cellule et des caractéristiques du relais comptant utilisé.

Contrôle du fonctionnement simultané de plusieurs sources lumineuses (fig. 12)

Ce montage très simple ne nécessite pour sa réalisation que quatre cellules, un relais et une

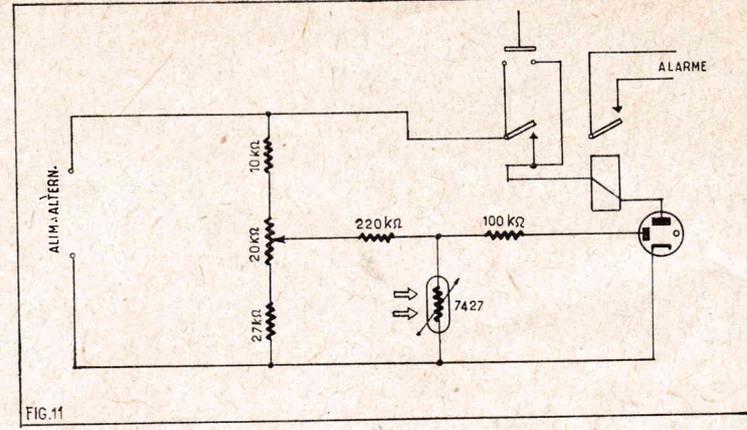


FIG. 11

Mesures photoélectriques

(comparaison de sources lumineuses) (fig. 10). Pour cet emploi, il est absolument indispensable d'utiliser une source d'alimentation parfaitement stable (c'est la raison pour laquelle cette dernière est constituée par une batterie de piles, de tension adéquate).

Détecteur d'incendie (fig. 11)

L'utilisation d'un thyatron à cathode froide permet la réalisation d'un équipement particulièrement sensible. La sécurité est positive (en cas de rupture d'un circuit du détecteur ou l'absence de tension d'alimentation provoquant le déclenchement de l'alarme). Du fait qui précède, ce système offre toute sécurité. Une lampe témoin. Il est alimenté en courant continu, fourni par une batterie de piles, de tension adéquate.

Commande d'éclairage par variation de la lumière ambiante (fig. 13)

La cellule doit être dirigée vers le Nord pour ne jamais recevoir la lumière directe du soleil. Elle doit être protégée contre la lumière provenant des divers foyers lumineux. Un rhéostat RI permet de régler le seuil de fonctionnement à l'allumage. La résistance réglable, court-circuitée pendant l'extinction assure une stabilité du système en évitant l'action des petites fluctuations de lumière ambiante. Le relais est temporisé pour éviter l'action des variations très brèves de lumière ambiante.

(Suite page 5)

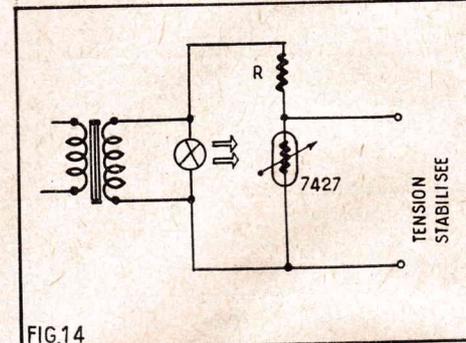


FIG. 14

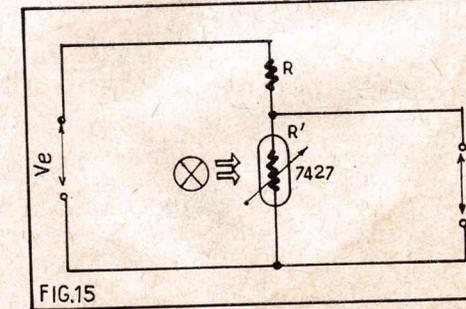


FIG. 15

Contre-réactions spéciales

par F. KLINGER

Nous avons pu montrer, pour ne pas dire « démontrer » que les deux contre-réactions possibles, dites d'intensité ou de tension, pouvaient, en fond, se ramener à une seule et unique, si l'on considère l'intensité comme une sorte d'agent de transmission. Mais principe unique ou non, il est une règle qui reste valable dans absolument tous les cas : la contre-réaction, ou réaction négative diminue le gain qu'aurait présenté l'amplificateur sans elle et elle le fait même sérieusement.

Diminution du gain

Avant même de songer à améliorer les qualités de reproduction d'un amplificateur équipé par un tube à vide, il faudra partir, au moins, de certaines données, propres à la lampe et découlant de son réseau de caractéristiques statiques :

- Haute tension disponible ;
- Charge anodique donc point de fonctionnement ou de polarisation ;
- Tension variable appliquée à la grille.

Ce sont ces indications qui conduiront, d'une part, au tracé de la droite de charge (fig. 1)

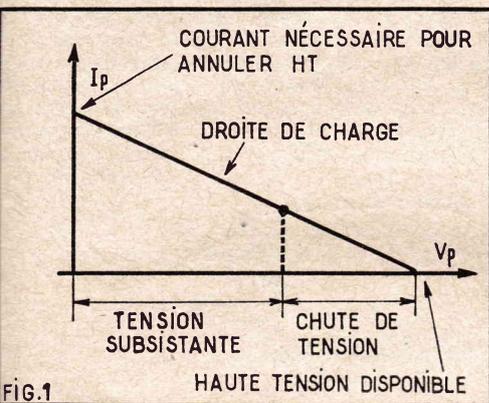


FIG.1

et, d'autre part, indirectement, à la détermination de la résistance ou de l'impédance à insérer dans le circuit de la plaque. Pour cela, il n'est absolument pas absurde d'envisager comme point de départ les élongations qu'il faudra atteindre dans le circuit anodique et ce procédé resterait même valable tout aussi bien dans les étages de puissance où le primaire du transformateur adaptateur des impédances finit bien par devenir le siège de potentiels variables.

Si nous reprenons partiellement les valeurs numériques déjà utilisées, nous pourrions partir d'un point de fonctionnement P, qui correspondrait (fig. 2) à la fois à une tension de polarisation de la grille de commande de moins 2 volts, et à un potentiel-plaque (au repos) de 180 volts ; comme nous ne disposerons jamais que de 250 volts de haute tension, nous connaissons avec certitude deux points P et X portés par la droite de charge dont le tracé ne présente alors plus aucune difficulté : ici, nous trouverons une résistance Rp de 50 000 ohms.

C'est autour de cette valeur qu'oscilleraient les potentiels anodiques et si nous nous contentons tour à tour de 160 et de 200 volts, nous

obtiendrions automatiquement les valeurs extrêmes, atteintes par les potentiels de la grille, soit, ici, respectivement - 1,4 et - 2,6 volts.

Sur un tel réseau de courbes l'application d'une contre-réaction se traduit en tout premier lieu par — si l'on peut dire — la disparition de notre lampe, à laquelle viendrait

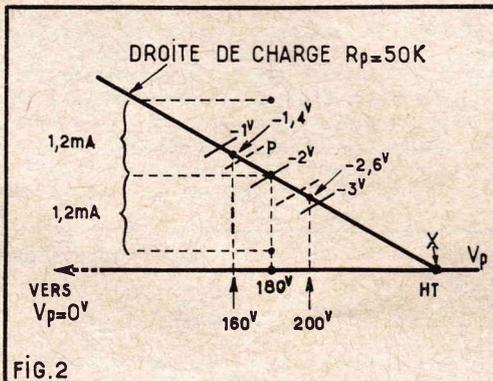


FIG.2

se substituer une autre dont les caractéristiques pourraient, par exemple, être liées à l'ancienne pour un coefficient α :

$$\alpha = 1 + \frac{S \times R_p \times r}{1 - r}$$

où S représente la pente initiale en mA/V, Rp la résistance anodique en milliers d'ohms, déduite, par exemple, de notre droite de charge, et r le taux de contre-réaction.

On verrait ainsi une pente « normale » de 1,2 milliampère de variation du courant anodique, par volt de variation du potentiel de la grille prendre, avec un taux de contre-réaction de 3 %, la valeur de

$$\frac{S}{S'_{CR}} = 1 + \frac{1,2 \times 50 \times 0,03}{0,97} = 2,85$$

ou encore

$$S'_{CR} = \frac{1,2}{2,85} = 0,42 \text{ mA/V}$$

A elle seule cette variation suffit à montrer la sérieuse perte de gain que nous risquons de rencontrer, et qui sera largement confirmée par un examen des nouvelles courbes (fig. 3) qui correspondent, à la fois, à cette nouvelle pente et à la nouvelle résistance interne, α fois plus élevée, soit

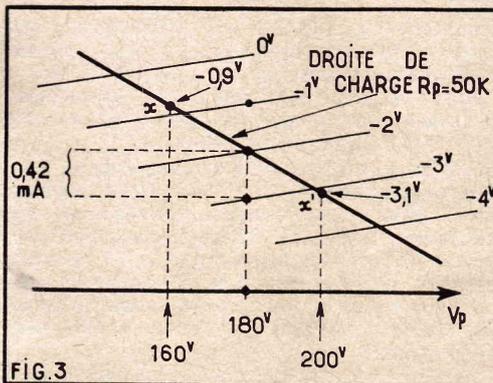


FIG.3

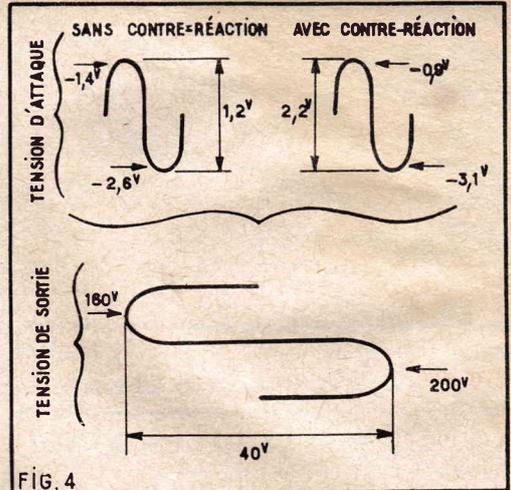


FIG.4

$$R_i' = 2,85 \times R_i = 2,85 \times 40 \text{ K} = 114 \text{ 000 ohms.}$$

En conservant, en effet, d'une part, la même droite de charge et, d'autre part, les mêmes valeurs extrêmes du potentiel anodique (fig. 4), nous voyons que ce n'est plus un seul et unique volt (crête-à-crête) qu'il suffira d'appliquer à la grille de commande, mais bien xx'.

Influence de la fréquence

Qu'il s'agisse de la contre-réaction d'intensité ou de celle qui part plus directement des variations de tensions, on se contente, la plupart du temps, de simples résistances, donc d'éléments qui réagissent en principe, de la même manière devant les fréquences les plus diverses ; même le condensateur C, que contient la branche de contre-réaction (fig. 5), n'interviendrait pas directement dans cette

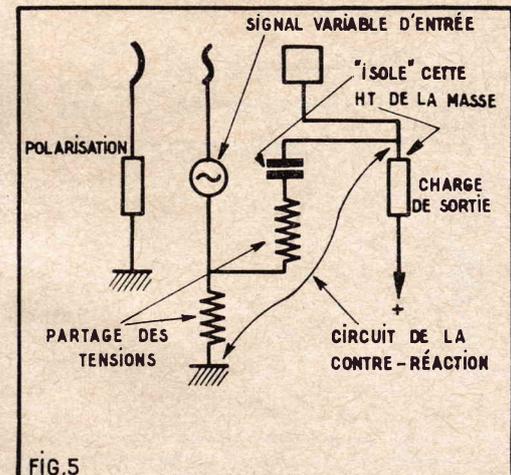


FIG.5

dernière puisque son seul but est de séparer la haute tension du retour direct vers la masse.

Si, malgré cette affirmation liminaire, l'effet de réaction négative varie avec la fréquence, à laquelle se présentent les signaux incidents, c'est que le taux de contre-réaction intervient directement dans le calcul du nouveau gain :

$$G'_{CR} = \frac{G}{1 + r \times G}$$

et que, par conséquent, l'effet de diminution sera d'autant plus prononcé que le gain aura été plus élevé avant l'application de la contre-réaction.

Notre figure 6 reproduit une courbe de réponse parfaitement valable pouvant s'appliquer à un amplificateur de basse fréquence et dans laquelle nous relevons, par exemple, un gain de 20 pour des signaux à 100 périodes par seconde, alors que ce même gain atteint 40 (valeur calculée, d'ailleurs, précédemment) vers le médium aux environs de 2 500 périodes. Or, c'est bien dans la proportion « r » (le taux de

(1) Voir les n°s 210 et 211.

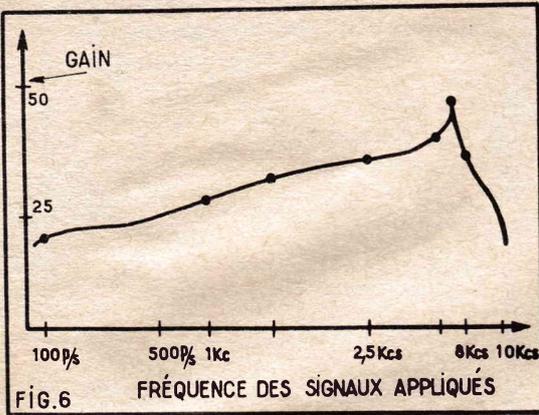


FIG. 6 FRÉQUENCE DES SIGNAUX APPLIQUÉS

la contre-réaction choisi ici) que nous verrons diminuer chacun de ces gains.

En maintenant le taux déjà employé de 3 %, nous trouverions à 100 périodes, fréquence également citée, un gain résultant de

TABLEAU I

Fréquence	Gain R	rG	1+rG	G'
500 p/s ...	30	0,9	1,9	15,7
1 Kcs ...	35	1,05	2,05	17
5 Kcs ...	45	1,35	2,35	19,2
7 Kcs ...	55	1,65	2,65	20,8
8 Kcs ..	40	1,2	2,2	18,2

$$G' = \frac{20}{1 + 20 \times 0,03} = \frac{20}{1,6} = 12,5$$

Nous avons consigné les autres valeurs dans notre tableau I qui confirme ainsi, sans aucun doute possible, la tendance annoncée : d'autant moins de gain que celui-ci était plus important. La plupart du temps, le problème se posera donc de la façon suivante : de combien faut-il augmenter le signal à l'entrée pour être certain de récolter à la sortie une étendue

Gain sélectif

Or, il n'est nullement certain que cette tendance corresponde à l'effet recherché et souvent, si on accepte bien le principe même de la correction à l'aide de la contre-réaction, on préfère nettement être en mesure de doser l'importance de la réduction du gain, de modeler en quelque sorte la courbe de réponse (fig. 7) en effaçant, par exemple, tous les

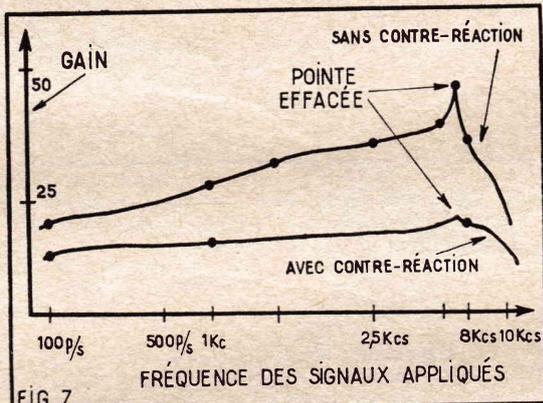


FIG. 7

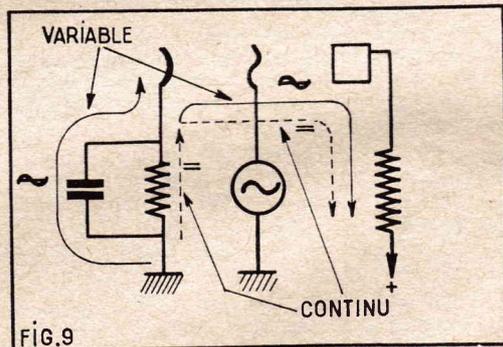


FIG. 9

creux aussi bien que des pointes de résonance trop prononcées. La règle générale, pour de tels contrôles, résultera — cela va de soi — de l'emploi des organes qui réagiraient différemment devant des fréquences différentes : condensateurs et selfs (fig. 8) ; mais comme tous deux agissent pratiquement en sens opposés, nous pourrons faire appel, soit à l'un, soit à l'autre et nous contenter, par conséquent, d'énoncer l'un de ces principes avec la certitude d'une transposition aisée.

L'effet de contre-réaction d'intensité se localise essentiellement dans le circuit cathodique, dont l'élément de charge, généralement une résistance, n'est pas découplée pour être traversée (fig. 9), à la fois par la composante continue (la polarisation de la grille de commande) et par la totalité du signal variable, appliqué à la grille (d'ailleurs après avoir été amplifié).

Conclusion indirecte : introduire un organe

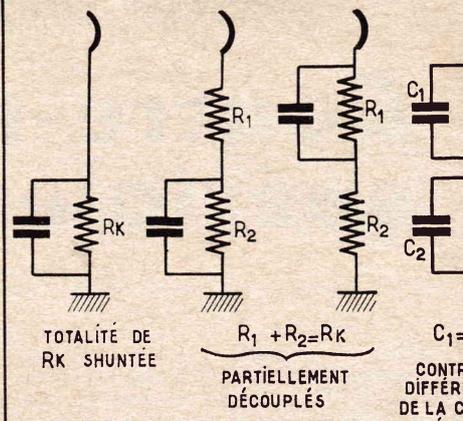


FIG. 10

de découplage, c'est diminuer, voire éliminer totalement, cet effet de contre-réaction sur l'organe de découplage nous entendons sur le « condensateur » auquel s'offrent, en deux des valeurs numériques, trois possibilités de branchement (fig. 10) : soit en parallèle sur la totalité de la résistance cathodique, soit en partage de celle-ci en deux sections, l'une seulement sera découplée, soit enfin deux condensateurs de valeurs différentes, en parallèle chacune de ces fractions.

Si, pour les besoins d'une polarisation recte, il a fallu choisir une résistance cathodique de 1 000 ohms, nous devrions, en toute orthodoxie, déterminer l'inductance résultant à 100 périodes par suite de la mise en parallèle d'un condensateur de 0,1 microfarad à l'aide de la formule classique reportée sur notre figure 11-a.

Pour les conclusions pratiques, auxquelles nous désirons aboutir, il suffira pourtant de mettre cette impédance équivalente sous la forme de deux résistances mises en parallèle (fig. 11-b) en respectant toutefois le calcul de la capacitance à l'aide de la formule précédente. Ces réserves étant faites, nous pouvons toujours et, d'abord, à 100 périodes, calculer la capacitance de C_K :

$$\frac{1}{Z_{CK}} = C\omega = (10^{-1} \cdot 10^{-6}) 2\pi (10^3) = 2\pi \cdot 10^{-5}$$

$$Z_{CK} = \frac{100\,000}{2\pi} = 16\,000$$

Résultante-parallèle R_K/C_K :

$$Z_K = \frac{16 \times 1}{17} = 940 \text{ ohms}$$

Taux de contre-réaction :

$$r = \frac{Z_K}{Z_K + R_p} = \frac{94}{94 + 50} = \frac{0,94}{50,94}$$

Gain à 100 p/s avec R_K et C_K :

$$G' = \frac{G}{1+rG} = \frac{20}{1 + 20 \times 0,0184} = \frac{20}{1,368}$$

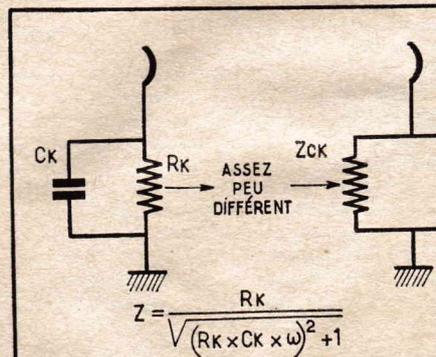


FIG. 11

DIVERS DISPOSITIFS DE CORRECTION

FIG. 8

En notant, avant tout, que tous ces calculs, d'ordre éminemment pratique, ont été exécutés à la règle à calcul avec l'imprécision — fort acceptable — que cela comporte, nous retiendrons que la simple introduction d'un condensateur de 0,1 microfarad a fait passer le taux de contre-réaction de

$$r = \frac{R_k}{R_k + R_p} = \frac{1}{1 + 50} = \frac{1}{51} = 1,96 \%$$

à 1,84 %, et d'autre part, que par suite de l'introduction de la contre-réaction, le gain est tombé de 20 à 14,6.

En nous maintenant dans ces mêmes approximations, nous pourrions établir à 2 500 périodes (où le gain normal est de 40 !).

Impédance équivalente :

$$Z_{CK} = \frac{16\ 000}{25} = 640 \text{ ohms}$$

La cathode-follower

A plusieurs reprises déjà nous avons été amenés à citer ou à rappeler l'une des formules qui permet de faire dépendre numériquement le taux de contre-réaction, à la fois de la résistance cathodique R_k et de celle que l'on insère habituellement dans le circuit de la plaque. Comme cette deuxième résistance n'intervient que dans un dénominateur où elle s'ajoute à R_k , il est évident que le taux r prendra sa valeur la plus forte au moment où la résistance cathodique fait totalement défaut (fig. 12) et cette valeur correspondra tout simplement à 1, l'unité.

Il s'ensuit également que le nouveau gain qui continuera à prendre la forme d'une fraction (numérateur = G , dénominateur = $G + 1$) différera, lui aussi, très peu de 1, à la seule condition que le gain — avant application de la contre-réaction — ait lui-même été très différent de 1. Si le schéma de ce montage ne révèle pas directement ses propriétés essentielles, il fait cependant bien ressortir son principal effet, puisque toute tension, appliquée entre grille de commande et masse, se trouve automatiquement partagée aux bornes de cette résistance cathodique qui devient elle, également, le siège des tensions déjà amplifiées.

Cette position confirme, à la fois, que l'on puisse parler d'une « cathode flottante » et d'une « contre-réaction totale », ce qui ne signifie pas pour autant pourtant qu'il ne subsiste plus rien à la sortie.

Ce sont les variations subies par les coefficients propres de la lampe qui caractérisent le mieux les particularités du montage, même si notre intention n'est nullement de démontrer les formules auxquelles on aboutit.

Dans les contre-réactions, disons normales, nous avons admis (ce qui se démontrerait également) que parmi les trois coefficients statiques ou dynamiques, seul K , qui caractérise l'amplification, ne changeait pas.

Ici, dans la cathode-follower, c'est (toujours sur la base de calculs) la pente que l'on maintiendra constante et inchangée ; les deux

Taux de contre-réaction :

$$r = \frac{0,64}{50,64} = 1,26 \%$$

Gain à 2 500 p/s avec R_k seul :

$$G' = \frac{40}{1 + 40 \times 0,0196} = \frac{40}{1,784} = 22,4$$

Gain à 2 500 p/s avec R_k et C_k :

$$G' = \frac{40}{1 + 40 \times 0,0126} = \frac{40}{1,504} = 26,6$$

Ces résultats nous semblent suffisamment éloquents pour bien révéler, en particulier, que le bon choix d'un tel condensateur de découplage conduit effectivement à un système extrêmement souple.

autres seront affectés d'un coefficient $K + 1$ (d'ailleurs assez proche de K tout court si l'on choisit — ce qui n'est pas toujours le cas — la lampe avec un coefficient d'amplification suffisamment différent de 1) : dans les calculs des paragraphes précédents, nous avons déjà eu affaire à une pente de 1,2 mA/V et à une résistance interne de 40 000 ohms, d'où

$$K = 40 \times 1,2 = 48$$

et tout se passe, cette fois-ci, comme si nous avions fait appel à une nouvelle lampe dans laquelle nous aurions :

— Nouveau coefficient d'amplification :

$$K' = \frac{K}{K + 1} = \frac{48}{49}$$

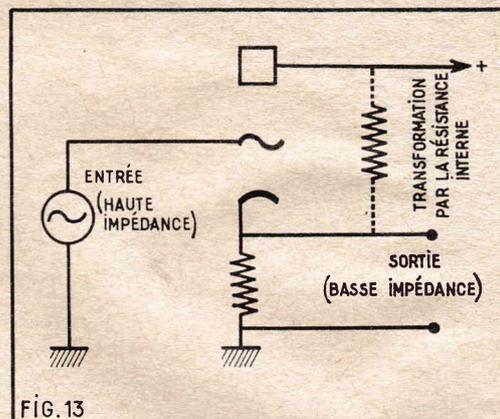
ou encore une valeur très peu différente de 1 : il en est toujours ainsi dans ce type de montage, quelle que soit la lampe employée.

— Nouvelle résistance interne :

$$R_i = \frac{R_i}{K + 1} = \frac{40\ 000}{49} = 815 \text{ ohms !}$$

Mais où réside donc l'intérêt d'une telle variante ? Dans les deux particularités que nous venons de voir et dont la première provient très directement, de cette faible — très faible — résistance interne apparente : comme nous ne pourrions guère prélever le résultat de notre amplificateur — si l'on peut dire — qu'aux bornes de la résistance cathodique, la sortie s'effectuera effectivement en basse impédance, ce qui fait souvent employer ce montage sous la forme (fig. 13) d'un véritable adaptateur d'impédances statique et d'un adaptateur abaisseur !

La deuxième particularité résulte, elle, du détail que l'on emploie dans cette fonction, toujours des triodes, auxquelles s'attachent par conséquent, en principe, les méfaits de l'effet Miller : méfaits multipliés — on le sait — par le gain : or, dans notre montage, ja-



mais celui-ci ne dépasse 1 et de ce fait, les ennuis dus aux capacités internes disparaissent, eux aussi.

TV en couleurs

(Suite de la page 48)

Passons maintenant aux enroulements des filaments tous deux de 6,3 alternatif.

Celui désigné par 15-16 alimente les lampes sous 6,3 V 13 A. Le point 16 est à la masse. L'enroulement 13-14 alimente le filament du tube cathodique. Comme des cathodes de ce tube trichrome sont portées à une tension positive par rapport à la masse, on porte le filament à une tension positive également en reliant le point 13 au point G, point commun des résistances de 180 kΩ et 150 kΩ montées entre + 390 V et masse.

CELLULES PHOTORÉSISTANTES

(Suite de la page 50)

Stabilisation d'une tension alternative (fig. 14)

Le secondaire du transformateur alimente une petite lampe d'éclairage et en parallèle un diviseur de tension comportant une résistance fixe R et la cellule 7427. Si la tension du secteur tend à augmenter, la lampe émet plus de lumière et la résistance de la cellule diminue. Le courant dans la cellule augmente donc, ainsi que la chute de tension dans la résistance R . Si l'ensemble a été judicieusement déterminé, la chute de tension dans la résistance R compense exactement l'accroissement de la tension secondaire.

Ce dispositif peut fournir une tension de référence, mais ne peut pas fournir de courant.

Potentiomètre sans crachements (fig. 15)

Un tel dispositif comporte une résistance fixe R , montée en série avec une cellule 7427. On réalise ainsi un diviseur de la tension d'entrée V_e . La tension de sortie V_s est égale à $V_e \cdot R'$.

Une modification de l'éclairage de la $R + R'$ cellule provoque une variation de la tension de sortie prise aux bornes de la cellule. Le réglage de l'éclairage de la cellule est réalisé par un rhéostat monté en série avec le filament de la lampe d'éclairage (l'inertie thermique du filament empêche les variations brutales de l'éclairage, ce qui élimine les risques de crachements du système potentiométrique).

Lucien LEVEILLEY.

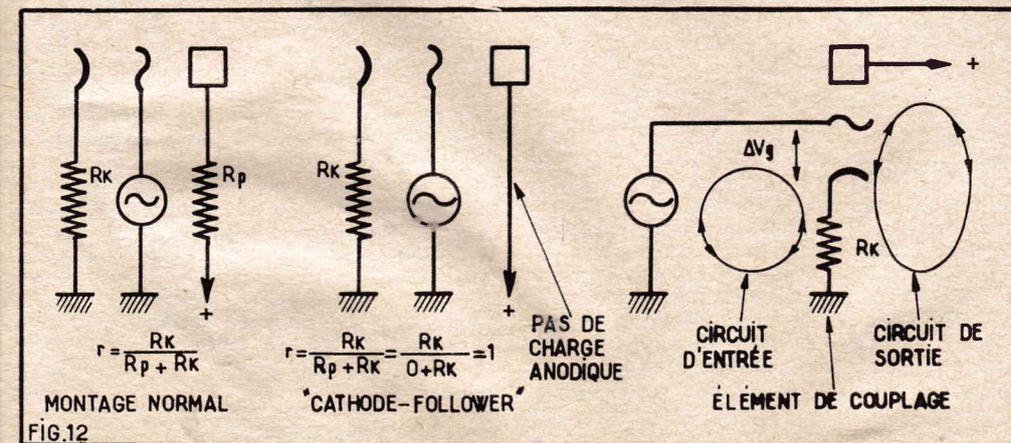


FIG. 12

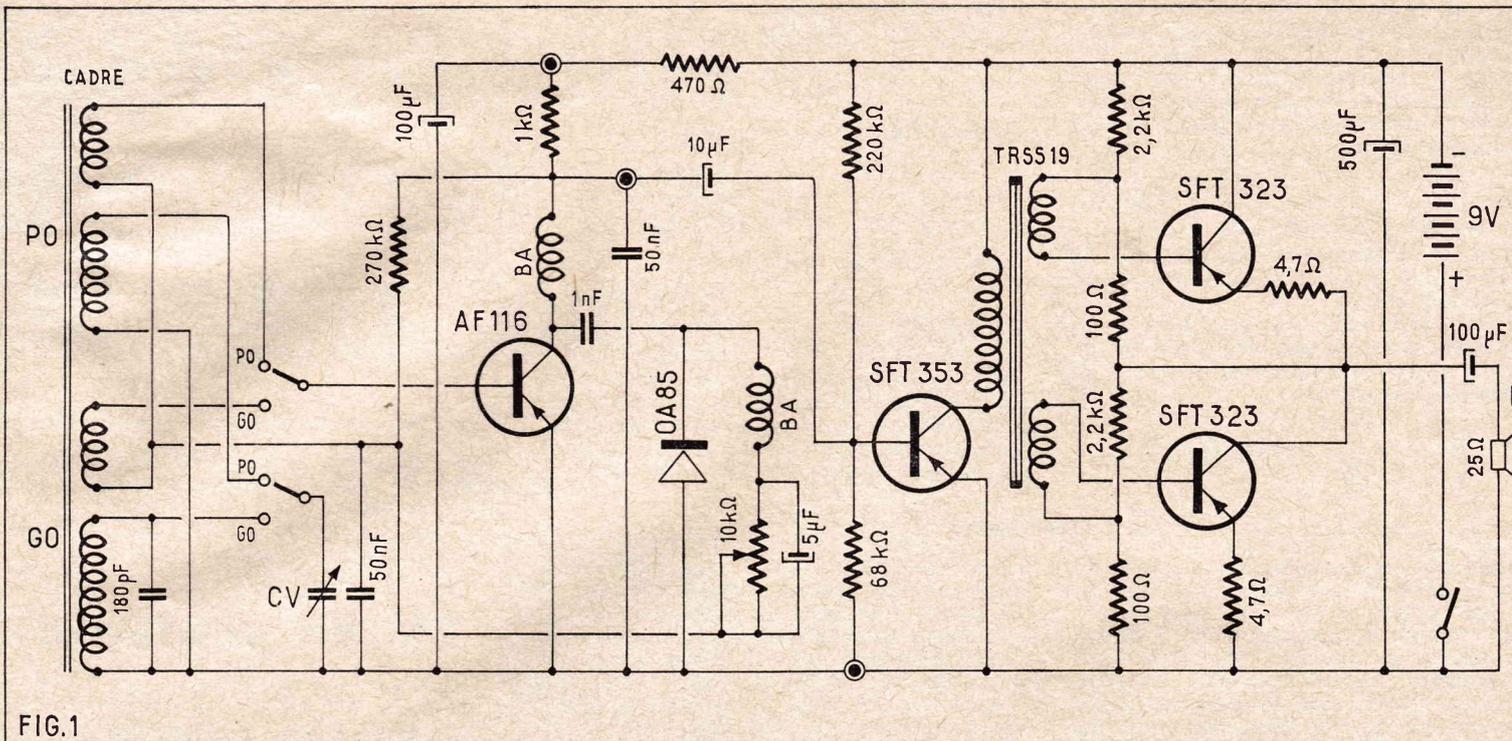


FIG.1

RÉCEPTEUR REFLEX A 4 TRANSISTORS

Bien que d'une conception très simple, puisqu'il n'utilise que 4 transistors, et d'un réglage très facile ce récepteur possède une grande sensibilité. Il permet en effet dans des conditions de réception locale normales, l'écoute en haut-parleur avec une puissance largement suffisante des principales stations des gammes PO et GO ; en gamme PO : France I, France II et France III ; en gamme GO : France-Inter, Europe n° 1, BBC, Radio-Luxembourg. Toutes ces stations sont reçues sur cadre incorporé ce qui avec l'alimentation par piles donne à cet appareil une autonomie totale et en fait un excellent poste portatif.

Le schéma - Fig. 1

Donc le collecteur d'ondes de cet appareil est un cadre PO-GO réalisé sur un bâtonnet ferrite rond de 17,5 cm de longueur. Les enroulements PO et GO sont absolument indépendants c'est-à-dire qu'en réception GO celui PO est mis hors service et inversement. La sélection se fait par une section d'un commutateur à poussoir à deux sections deux positions. L'un ou l'autre de ces enroulements est accouplé à un condensateur variable de 490 pf à diélectrique solide, de manière à constituer un circuit oscillant dont l'accord permet la sélection de la station désirée. Cet unique circuit oscillant grâce à son coefficient de surtension élevée procure une très bonne sélectivité. Celle-ci est d'ailleurs accrue par l'effet directif du cadre ; l'orientation du récepteur permettant l'élimination de l'émetteur indésirable.

Remarquons que l'enroulement GO est shunté par un trimmer fixe de 180 pf ; ceci pour réduire la gamme GO à la bande de fréquences normalisée.

Chaque section du cadre comporte son propre enroulement de couplage qui est sélectionné par la seconde section du commutateur de gammes. Cette disposition permet d'obtenir pour chaque gamme l'adaptation optimum de l'impédance du circuit d'accord à celle d'entrée du

transistor et par conséquent le meilleur rendement possible. Signalons que l'alimentation se fait sous une tension de 9 V fournie en pratique par une batterie de 6 piles 1,5 V. La sensibilité et la puissance d'audition remarquables ne peuvent être obtenues que grâce à la mise en œuvre d'un étage reflex. Nous n'avons pas l'intention de développer ici la théorie d'un tel montage, rappelons simplement qu'il consiste à amplifier le signal HF existant avant détection et le signal BF obtenu après détection par le même étage. Une telle disposition économise un étage et c'est en cela qu'elle est intéressante. De plus le report sur le circuit d'entrée du signal BF s'accompagne malgré les découplages prévus d'une fraction du signal HF amplifié ce qui provoque une certaine réaction. Cette réaction étant contrôlée entraîne le désamortissement du circuit oscillant d'attaque et par voie de conséquence accroît dans de grandes proportions la sensibilité. On exploite un phénomène analogue à celui qui a lieu avec la détectrice à réaction.

Ici l'étage reflex d'entrée est équipé par un transistor Drift AF116 dont la fréquence de coupure élevée assure un gain important en gamme PO. Il est évidemment logique d'équiper un étage reflex avec un transistor HF car ce

dernier amplifie parfaitement les signaux alors qu'un transistor BF ne peut servir à l'amplification d'un signal HF. La base de l'AF116 est attaquée selon la technique de couplage par le commutateur. La polarisation de cette électrode est appliquée au point commun de ces enroulements et nous verrons dans un prochain article comment elle est obtenue. L'émetteur est relié directement à la ligne + 9 V. Le collecteur contient une self d'arrêt (BA) et une résistance de 1 000 ohms. La self BA constitue la charge HF et à ses bornes on retrouve le signal HF capté par le cadre et amplifié par le transistor. Ce signal est transmis par un condensateur de 1 nF au détecteur qui est du type « Parallèle ». En effet vous pouvez constater que la diode OA85 est montée en dérivation sur la ligne + 9 V (noter immédiatement son sens de branchement qui est très important). Les alternances qui polarisent cette diode dans un sens direct elle constitue un court-circuit qui élimine. Pour les alternances inverses la diode présente une grande résistance et crée à ses bornes une DDP correspondant à la courbe enveloppe est la modulation B. La composante HF est éliminée par une self d'arrêt (BA) et un condensateur de couplage de 50 nF. La composante BF est appliquée à la base du transistor AF116 par un potentiomètre de 10 000 ohms monté en pont de résistance de 270 000 ohms venant du sommet de la résistance de 1 000 ohms du circuit détecteur. Ce branchement de la self de 100 ohms introduit un effet de contre-réaction qui stabilise l'effet de température. Enfin le rapport du potentiomètre de 10 000 ohms agit sur la polarisation de la base et par conséquent

Signalons pour terminer cette présentation que son montage se fait selon la technique la plus moderne et met en œuvre des circuits imprimés. Ce mode de câblage qui assure une grande rigidité des connexions et par conséquent une grande robustesse à l'appareil a dans notre cas un avantage supplémentaire très important : il facilite énormément la construction et la met à la portée des moins expérimentés. De plus il donne au réalisateur l'assurance d'une similitude parfaite avec le prototype entraînant l'obtention de performances identiques.

Donc le collecteur d'ondes de cet appareil est un cadre PO-GO réalisé sur un bâtonnet ferrite rond de 17,5 cm de longueur. Les enroulements PO et GO sont absolument indépendants c'est-à-dire qu'en réception GO celui PO est mis hors service et inversement. La sélection se fait par une section d'un commutateur à poussoir à deux sections deux positions. L'un ou l'autre de ces enroulements est accouplé à un condensateur variable de 490 pf à diélectrique solide, de manière à constituer un circuit oscillant dont l'accord permet la sélection de la station désirée. Cet unique circuit oscillant grâce à son coefficient de surtension élevée procure une très bonne sélectivité. Celle-ci est d'ailleurs accrue par l'effet directif du cadre ; l'orientation du récepteur permettant l'élimination de l'émetteur indésirable.

Remarquons que l'enroulement GO est shunté par un trimmer fixe de 180 pf ; ceci pour réduire la gamme GO à la bande de fréquences normalisée.

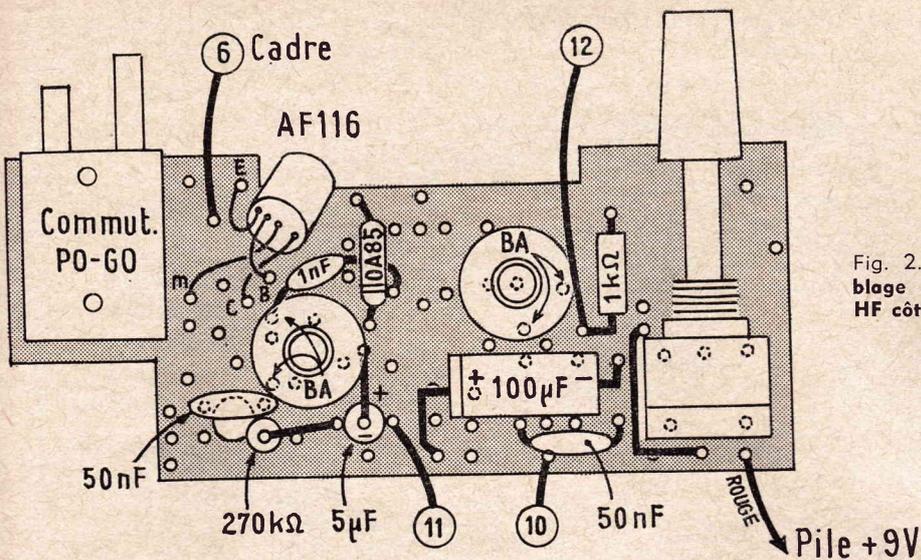


Fig. 2. — Câblage du circuit HF côté bakélite.

entre les points qui sont indiqués sur la fig. 2. Certains de ces éléments ont leurs corps placés contre la plaque de bakélite (résistance de 1 000 ohms, condensateur de 100 μ F). Les autres comme les condensateurs céramiques de 1 nF de 50 nF le condensateur de 5 μ F et la résistance de 270 000 ohms sont placés perpendiculairement par rapport au circuit imprimé. De plus pour les condensateurs de 5 μ F et de 100 μ F qui sont polarisés il faut respecter le sens que nous indiquons. Sur le plan général de la fig. 5 où les circuits imprimés apparaissent de profil on voit comment doivent être pliés et soudés les fils de ces composants. Près du potentiomètre de 10 000 ohms il faut également prévoir la connexion qui est indiquée. On pose également les 3 connexions qui sont indiquées sur la fig. 3. On termine par la pose du transistor et de la diode. Nous rappelons que pour cette dernière il est primordial de respecter le sens que nous indiquons. Enfin il faut aussi bien pour elle que pour le transistor laisser aux fils une longueur suffisante pour éviter l'échauffement des jonctions.

le gain de l'étage. On a ainsi à la fois un réglage de sensibilité et de volume très efficace.

Le signal BF amplifié se retrouve aux bornes de la résistance de 1 000 ohms du circuit collecteur et est transmis à l'étage suivant par un condensateur de 10 μ F. Pour éliminer tout résidu de HF la 1 000 ohms est découplée par un condensateur de 50 nF. La ligne -9 V de cet étage reflex contient une cellule de découplage constituée par une résistance de 470 ohms et un condensateur de 100 μ F.

L'étage suivant est le driver. Il est équipé par un transistor SFT353. L'émetteur de ce dernier est relié à la ligne +9 V. Sa base est polarisée par un pont formé d'une 68 000 ohms côté +9 V et une 220 000 ohms côté -9 V. Son circuit collecteur est chargé par le primaire du transfo BF d'attaque de l'étage push pull final (TRSS19). Le push-pull est du type série donc sans transformateur de sortie. Cette disposition maintenant classique est familière à nos lecteurs. Les transistors utilisés sont des SFT323. Le transformateur BF comporte deux secondaires identiques mais indépendants. Chacun d'eux attaque la base d'un SFT323. Ces transistors sont branchés en série entre - et +9 V, les circuits émetteur contenant une résistance de stabilisation de 4,7 ohms. Les ponts de polarisation des bases sont également en série. Ils sont constitués l'un et l'autre par une résistance de 100 ohms et une de 2 200 ohms. Les tensions de polarisation sont appliquées au point froid de chaque secondaire.

la majeure partie de l'étage reflex. Nous l'avons appelé « Circuit HF ». L'autre supporte l'amplificateur BF. Nous le désignons par « Circuit BF ».

Câblage du circuit HF. — Il est indiqué par les plans des fig. 2 et 3, le premier représen-

Câblage du circuit BF. — Il est indiqué à la fig. 4. On pose tout d'abord le transformateur TRSS19. Ensuite on soude les condensateurs et les résistances. Là encore certains des organes sont placés parallèlement au circuit imprimé. Ce sont les deux condensateurs électrochimiques de 500 μ F et de 100 μ F. Les résistances

Fig. 4. — Câblage du circuit BF côté bakélite.

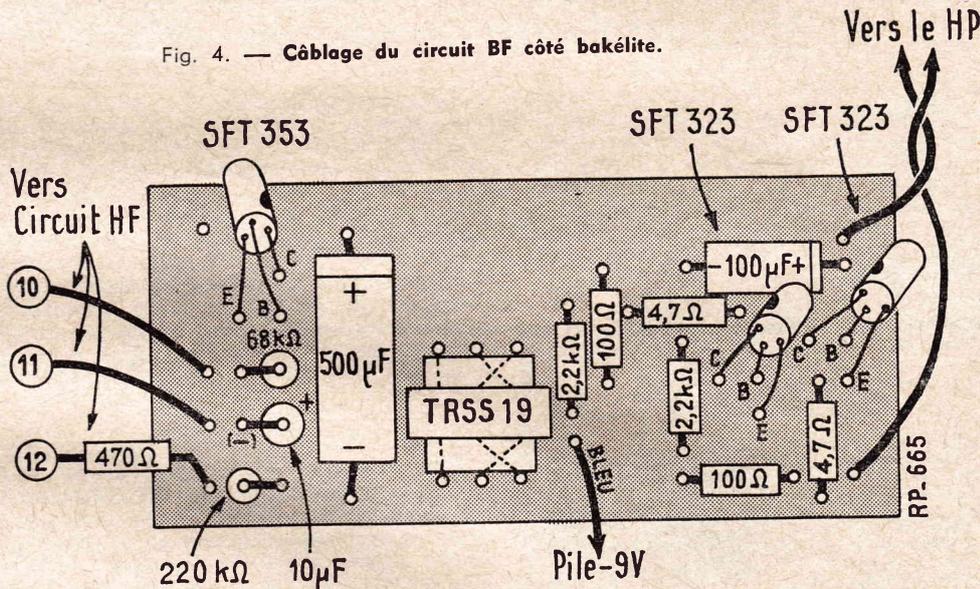
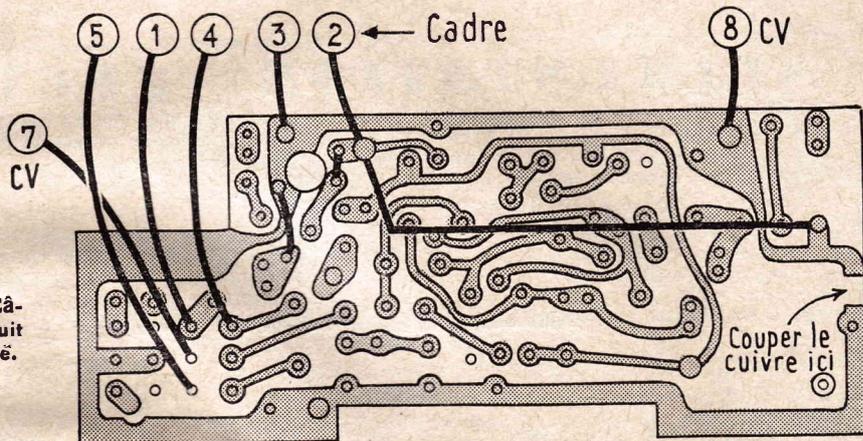


Fig. 3. — Câblage du circuit HF côté cuivre.



Le signal BF de sortie est appliqué à travers un condensateur de 100 μ F à la bobine mobile d'un haut-parleur de 25 ohms d'impédance.

L'interrupteur solidaire du potentiomètre est disposé dans la ligne +9 V, la pile d'alimentation est découplée par un condensateur de 500 μ F.

Réalisation pratique

Pour monter ce petit récepteur il faut commencer par équiper les deux circuits imprimés qui entrent dans sa composition. Un supporte

tant le côté bakélite et l'autre le côté cuivre. Tous les éléments sont disposés du côté « bakélite ». On commence par mettre en place le commutateur PO-GO et le potentiomètre interrupteur de 10 000 ohms. Pour cela on engage leurs picots dans les trous du circuit imprimé et on effectue les soudures côté cuivre. On soude également les deux selfs d'arrêts. Nous indiquons par des flèches les points où doivent être soudés les fils de sortie. On soude ensuite les condensateurs et les résistances exactement

de 100 ohms, de 2 200 ohms et de 4,7 ohms qui entrent dans la composition du push-pull. Par contre le condensateur de 10 nF et les résistances de 68 000 ohms et de 220 000 ohms de l'étage driver sont placées perpendiculairement par rapport à la plaque de bakélite. Pour les condensateurs électrochimiques il faut encore veiller au bon sens de branchement. On soude également par un de ses fils la résistance de 470 ohms de la cellule de découplage de l'étage reflex. On termine par la mise en place des trois transistors. Nous indiquons sur la fig. 4 les fils de sortie par les initiales E, B, C des électrodes auxquelles ils correspondent de sorte qu'aucune erreur n'est possible.

Assemblage des divers éléments. — Il est donné par la fig. 5. Le coffret en matière plastique de ce récepteur est formé d'une coquille avant et d'une coquille arrière. Dans la coquille avant on fixe le haut-parleur et le CV. Ce dernier est monté par l'intermédiaire d'une plaque métallique pliée de manière à laisser le passage au bouton molleté qui serré sur l'axe du condensateur variable sert à sa manœuvre. Les deux circuits imprimés sont glissés dans des rainures prévues à l'intérieur du coffret. On pose les connexions de liaison. On relie les lampes fixes et les lampes mobiles du CV au circuit HF (connexions 7 et 8). Ces fils sont soudés côté cuivre du circuit imprimé aux points indiqués sur la fig. 3.

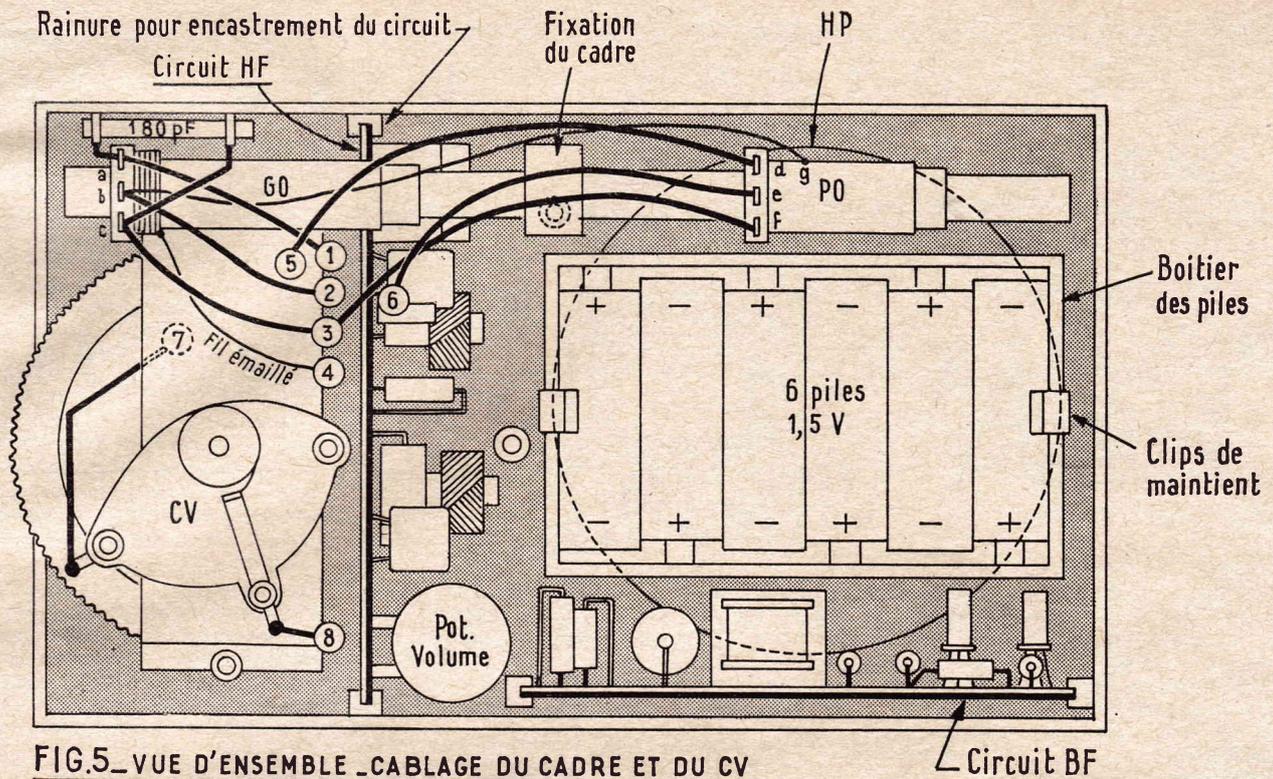


FIG. 5 - VUE D'ENSEMBLE - CABLAGE DU CADRE ET DU CV

On effectue ensuite les liaisons entre les circuits HF et BF. Ces liaisons sont établies par les connexions en fil isolé 10, 11 et 12. A noter que la connexion 12 aboutit à l'extrémité libre de la résistance de 470 ohms. Par un cordon souple torsadé on relie la bobine mobile du H.P. au circuit BF. Par un autre cordon torsadé on relie le pôle + du boîtier de pile au circuit HF et le pôle - au circuit BF.

On fixe le cadre dans le coffret et on relie ses cosses a, b, c, d, e et f au circuit HF par les connexions 1, 2, 3, 5 et 6. Le fil émaillé du côté GO est soudé au point 4, celui côté PO est soudé sur la cosse b côté GO. Enfin sur le cadre on soude, entre a et c un condensateur céramique de 180 pF. Tout ce travail ne présente aucune difficulté il suffit de reproduire scrupuleusement ce qui est représenté sur les différents plans de câblage et bien respecter les points entre lesquels sont soudés les composants et les connexions. Ce sont là les seuls impératifs qui conditionnent le succès final.

placera alors l'enroulement PO du cadre et refera le réglage du CV jusqu'à ce que la aiguille soit pour l'accord exact en face du repère de la station captée. Ce réglage correspond pour une station vous pourrez constater pour les autres le calage est valable.

On opère de la même façon pour la gamme GO en agissant sur le déplacement de l'enroulement correspondant du cadre. Lorsque le réglage est terminé on immobilise les deux roulements à l'aide d'une goutte de verni paraffiné ou de cire. Les deux derniers roulements on préfère car ils permettent plus facilement un nouveau réglage au cas où plus tard cela s'avérerait nécessaire. Il suffira alors de faire fondre la cire ou la paraffine pour libérer l'enroulement.

Lorsque le réglage est terminé de façon satisfaisante on adapte la coquille arrière du coffret et le poste est prêt à servir.

A. BARA...

Mise au point

Elle se résume à peu de chose. Le poste étant sous tension on règle le potentiomètre au maximum de sensibilité sans toutefois qu'il y ait accrochage et on cherche à obtenir une station de la gamme PO. Certainement au début le point d'accord de cet émetteur ne coïncidera pas avec le nom sur le cadran. On dé-

ALIMENTATION RÉGULÉE

Ainsi que nous l'avons souligné dans l'article sur les alimentations stabilisées à diode Zener et à transistors, il est souvent indispensable d'obtenir, pour l'alimentation de dispositifs

électroniques, une tension continue ne varie pas avec la tension constante du secteur et la consommation de la charge.

Dans ce sens, voici une alimentation régulée à transistors (fig. 1) permettant d'obtenir une tension de sortie constante.

Le fonctionnement est le suivant :

Par l'intermédiaire de la résistance de charge une tension régulée sous un faible débit

Alimentation variable stabilisée
BZY 69 ou OAZ 213 ou toute régulatrice 12 V
Nota : La tension de sortie max est très peu différente de V_b OC 80 sur ailette de refroidissement.

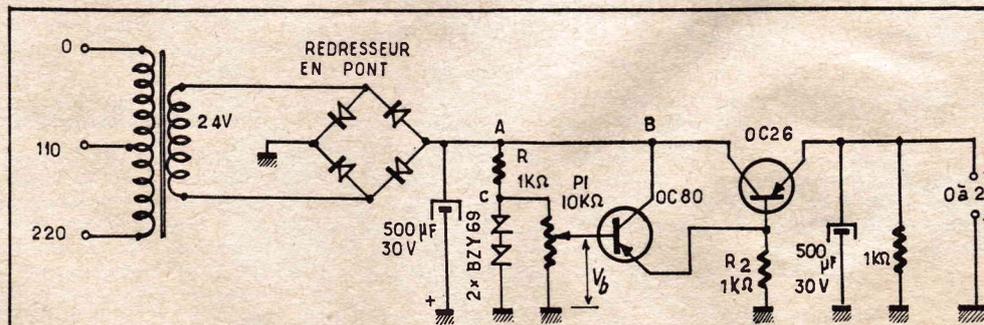
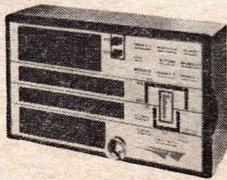


FIG. 1

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU :

REFLEX

Récepteur 4 transistors - Format réduit - PO-GO - Cadre ferrite incorporé - H.P. de 10 cm - Montage très simple sur circuits imprimés - Coffret de belle présentation en matière moulée - Excellente sonorité grâce à un montage moderne.



1 Coffret 187x110x15 (vis fixation, 2 circuits imprimés, 1 boîtier de pile + 2 pattes de fixation, 1 bouton de commande stations, 1 jeu de décors, 1 bouton pour volume)	24,50
1 patte équerre 99x34	0,50
1 condensateur variable mica 0,250	2,60
1 contacteur 2 touches	3,50
1 jeu de bobinage (1 bobine PO, 1 bobine GO, 2 selfs de choc, 1 ferrite de-97x175 avec potence de fixation)	9,40
1 transformateur TR5519	5,50
1 potentiomètre 10 KA avec A1, axe Ø 30	3,00
5 écrous de 3 mm	0,07
1 mètre de fil 3 conducteurs	0,27
2 pontets miniature	0,10
2 mètres de soudure	1,00

LE COFFRET ET LES PIÈCES DÉTACHÉES. 50,44

Résistances 1/2 watt : 2 x 4,7 - 2 x 100 - 470 - 1 K - 2 x 2,2 K - 68 K - 220 K - 270 K

Condensateurs céramique 70 V : 1 x 0,001 - 2 x 0,05

Condensateurs chimiques miniatures : 5 MF - 10 MF - 2 x 100 MF - 500 MF

Transistors : AF116 - SFT353 - 2 x SFT123 - OA85

Haut-parleur : 1 HP F9V7, 25 Ω

Piles : 6 AC1

LE RÉCEPTEUR REFLEX (complet, en pièces détachées).

ACQUIS en UNE SEULE FOIS ... 85,00

C'EST UNE RÉALISATION

CIBOT

1 et 3, rue de Reuilly, PARIS (12^e)

Téléphone : DIDerot 66-90

Métro : Faïdherbe-Chaligny

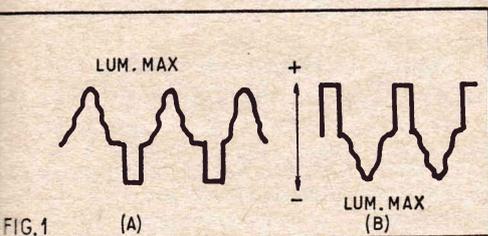
C.C. Postal 6129-57 PARIS

MONTAGES VF ET SYNCHRO

819 - 625 lignes

par N.-D. NELSON

Dans un téléviseur, les circuits vidéo-fréquence et ceux de synchronisation sont intimement associés en raison de la forme même du signal TV de modulation qui est la réunion du signal VF de lumière et du signal de synchronisation.



Le signal VF lumière + synchro est obtenu à la sortie de la détectrice qui suit l'amplificateur MF image.

Il importe de connaître la polarité du signal VF obtenu car de cette polarité, compte tenu de la composition de l'amplificateur VF, dépend le choix de l'électrode du tube cathodique à laquelle on appliquera le signal VF destiné à la modulation de lumière. De cette polarité dépend également l'établissement des circuits séparateurs des signaux synchro.

Dans la plupart des montages TV actuels, à transistors et à lampes, l'électrode de modulation de lumière choisie est la cathode.

Pour moduler en lumière le tube, par la cathode il faut qu'une augmentation de luminosité du spot corresponde à une diminution de la tension existant entre cathode et wehnelt. Si l'on suppose fixe la tension de ce dernier, comme la cathode est toujours positive par rapport au wehnelt, il faut qu'elle devienne moins positive pour que la luminosité du sujet augmente.

(1) Voir les n° 204 et suivants.

Ce cas correspond à un signal VF dit « de polarité négative, comme celui indiqué en B figure 1. Les signaux synchro se présentent alors comme des impulsions positives.

Ceci précisé, il faut tenir compte du nombre des inversions du signal qui se produisent dans l'amplificateur VF.

Actuellement, dans la plupart des montages VF à transistors, ceux-ci sont au nombre de deux : un transistor d'entrée monté en collecteur commun et un transistor de sortie monté en émetteur commun.

Le transistor en collecteur commun n'inverse pas le signal de sorte que la même polarité est obtenue avec l'électrode d'entrée, la base, et celle de sortie, l'émetteur.

Le transistor en émetteur commun inverse le signal ; celui sur le collecteur est inversé par rapport à celui appliqué à la base.

Finalement on voit que dans un amplificateur VF de ce genre, il n'y a qu'une seule inversion et que par conséquent, pour obtenir

LES SORTIES D'UN ENSEMBLE VF-SYNCHRO

L'entrée de cet ensemble, comme on l'a vu plus haut, coïncide avec la sortie détectrice image.

Il y a plusieurs sorties. La première est celle mentionnée sur le collecteur du transistor final VF ou le signal VF destiné à la modulation de lumière est appliqué à l'électrode convenable du tube cathodique, généralement la cathode.

La seconde sortie est celle prévue pour le signal VF à appliquer aux circuits de séparation qui, à leur tour, fournissent aux bases de temps les signaux synchro lignes et image, débarrassés de la modulation de lumière.

La troisième sortie est celle du signal VF à appliquer au circuit de CAG qui fournira la tension variable de polarisation aux étages MF

sur le collecteur du transistor final un signal négatif (figure 1B) il faut appliquer sur la base du transistor d'entrée un signal positif comme celui indiqué en A figure 1.

Un signal positif est obtenu à la sortie d'une détection diode lorsque l'anode est du côté MF et la cathode du côté VF, ceci pour les standards français, belges et anglais.

Par contre, si le téléviseur était multistandard, ayant à recevoir des émissions parmi celles indiquées plus haut et aussi des émissions en standard « européen », la diode serait inversée, donc avec sortie sur l'anode pour les émissions « européennes ».

Pratiquement, dans un multistandard, on prévoit un dispositif inverseur de diode de sorte que la cathode du tube cathodique puisse, dans tous les cas, recevoir un signal VF comme celui de B figure 1.

Un autre moyen serait de ne pas inverser la diode détectrice mais de permuter la cathode et le wehnelt du tube cathodique. Ce moyen est parfois difficile à mettre en pratique car il entraînerait des modifications du circuit de sortie VF et d'attaque du tube cathodique.

Dans le cas des bistandards dont les deux standards sont avec signaux HF de même polarité comme c'est le cas des deux standards français 819 et 625 lignes, aucune inversion des circuits détecteur, VF et tube cathodique n'est nécessaire.

La différence de définition entre les deux standards ne donne lieu à aucune modification bien que la bande VF en 819 lignes soit d'environ 10 MHz tandis qu'en 625 lignes elle est d'environ 6 MHz. La solution de ce problème est de prévoir une bande VF égale à la plus large, donc d'environ 10 MHz qui sera, évidemment, excellente pour les signaux dont la bande n'est que de 6 MHz.

et HF soumis à l'action de la CAG (commande automatique de gain).

Les sorties 2 et 3 peuvent être établies, selon la conception de l'appareil, sur le collecteur du transistor final, comme la sortie 1, ou sur n'importe quelle autre électrode : la base, l'émetteur ou le collecteur de l'un des deux transistors utilisés.

Dans ces conditions, il arrive parfois que deux ou trois sorties soient établies au même point.

Sortie de signal FM

Il existe aussi une quatrième sortie dans le cas des téléviseurs multistandards qui doivent recevoir des émissions « européennes » CCIR.

Dans ces émissions, le son TV est à modulation de fréquence. Il est obtenu par double changement de fréquence d'après le procédé dit « interporteuses » (en anglais « intercarrier »). Le premier changement de fréquence s'effectue en même temps que celui qui donne la MF image sur la fréquence f_{m1} , par exemple 28,05 MHz. La MF son est alors 33,35 MHz désignée par f_{m2} . Les deux signaux f_{m1} et f_{m2} sont amplifiés par le même amplificateur MF, celui d'image et non séparément comme c'est le cas lorsque le son TV est à modulation d'amplitude.

A la détectrice FM image parviennent, par conséquent deux signaux : MF image sur f_{m1} et MF son sur f_{m2} . La détectrice fonctionne comme changeuse de fréquence, ce qui donne un troisième signal MF son à modulation de fréquence dont la fréquence est :

$$f_{m3} = f_{m2} - f_{m1}$$

ce qui donne 5,5 MHz si $f_{m2} = 33,35$ MHz et $f_{m1} = 28,05$ MHz.

Le signal MF son $f_{m3} = 5,5$ MHz peut être transmis à un amplificateur MF son spécial, soit à partir de la sortie détectrice MF image, soit après amplification par un étage VF.

Il est évident qu'un étage VF dont la bande passante est supérieure à 5,5 MHz, peut transmettre et amplifier un signal à cette fréquence comme c'est le cas du signal MF son à modulation de fréquence accordé sur 5,5 MHz.

BONNART.

A TRANSISTORS

recueillie en C. Le potentiomètre P₁ forme diviseur de tension et polarise la base de l'OC80. Nous retrouvons donc cette tension sur son émetteur, avec la possibilité d'une intensité beaucoup plus grande, qui est appliquée à la base de l'OC26. Par suite, on recueille à la sortie une tension régulée et variable.

Ce montage a été réalisé afin d'employer des Zeners de faible puissance. En effet, le gain de l'OC80 multiplié par celui de l'OC26 permet d'avoir un débit très faible à l'entrée du montage.

Pour cette raison le potentiomètre est à faible dissipation : le modèle classique à piste graphite convient très bien, de plus la chute de tension dans ce potentiomètre n'est pas gênante. A constater également qu'il n'existe pas de réglage dépendant de l'intensité débitée comme dans certains autres montages. Un tel réglage est très ennuyeux surtout lorsque l'on a à commander des relais ou même des contacteurs genre DRT 45. Tout ce qui importe est d'avoir un système redresseur suffisamment « large » afin de ne pas présenter trop de chute en sortie car la tension risquerait de tomber en dessous de celle des Zeners.

Aucune des valeurs indiquées n'est critique. Les transistors que nous avons employés peuvent être remplacés par d'autres types. Pour l'OC80 il est nécessaire d'avoir la possibilité d'un débit maximum de 150 mA soit 4 mA sur sa base pour un gain de 30, quant à l'OC26 il faut qu'il puisse débiter 4 Amp.

Sur le plan industriel, une alimentation de ce type a été utilisée sur une armoire à circuits logiques et elle nous a donné entière satisfaction.

Pour des intensités allant jusqu'à 4 ou 500 mA, il est possible de n'utiliser que la première partie de l'alimentation, c'est-à-dire de sortie sur l'OC80. Dans ce cas, il faudra veiller à ce que ce dernier soit très bien refroidi. Il ne faudra pas omettre non plus une capacité d'environ 500 μ F à la sortie.

A noter qu'il est bon d'insérer en parallèle sur la sortie une résistance de 1 K Ω afin d'avoir une décharge assez rapide de la capacité lorsque l'on travaille sur des montages consommant très peu. Ce dispositif fait varier rapidement la tension de sortie.

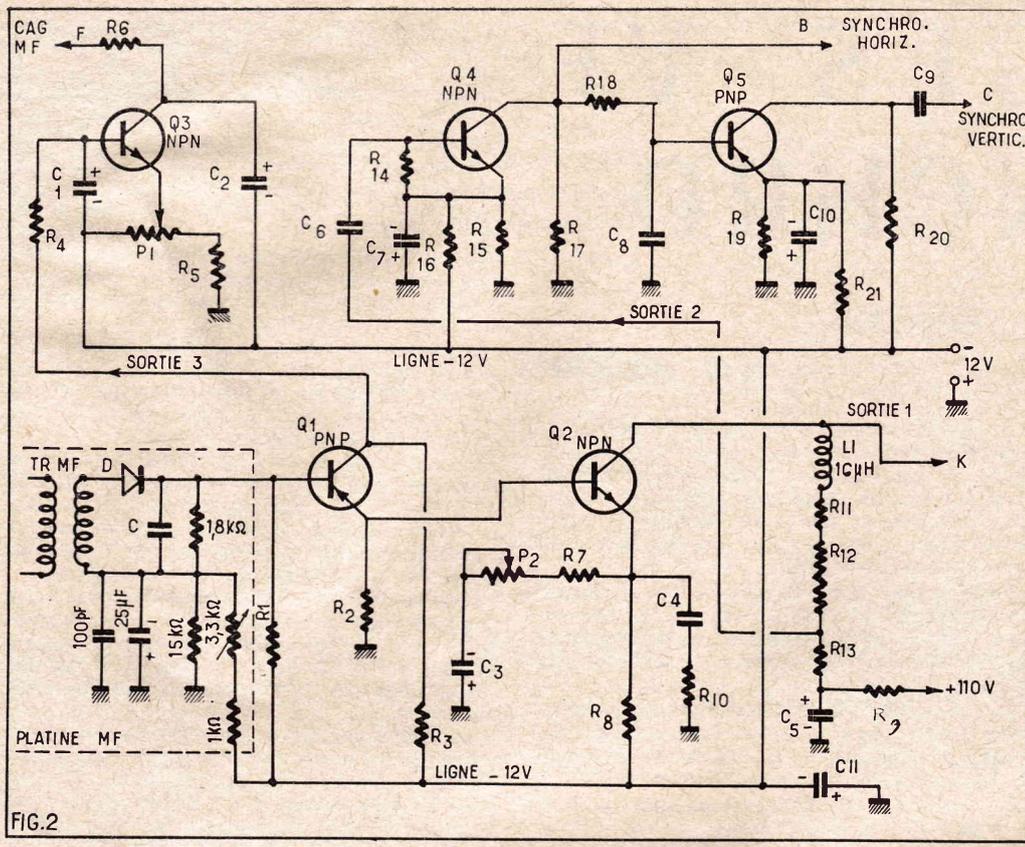


FIG. 2

Ensemble VF-synchro bistandard français

Un montage pratique, destiné aux téléviseurs recevant les deux montages standards français, est représenté par le schéma de la figure 2, étudié par Belvu. (Voir référence de notre précédent article.)

Voici ses différentes parties :

a) La sortie de l'amplificateur MF image est représentée dans l'encadrement en pointillés. On y indique le dernier transformateur MF, la diode détectrice D, la charge de sortie et la connexion de sortie du signal VF reliée à l'entrée de l'amplificateur VF.

b) L'amplificateur vidéo-fréquence à deux transistors : Q₁ à l'entrée et Q₂ à la sortie.

Sur le collecteur de Q₁, on a disposé la sortie 3 destinée au signal VF à appliquer aux circuits de CAG.

Sur le collecteur de Q₂, on trouve la sortie 1 permettant d'appliquer le signal VF à la cathode K du tube cathodique.

De même, sur le circuit de collecteur de Q₂, mais au point commun de R₁₂ et R₁₃ est prévue la sortie du signal VF appliqué aux circuits de séparation pour la synchronisation des bases de temps (sortie 2).

c) Les circuits de CAG à transistors Q₃.

d) Les circuits de séparation à transistors Q₄ et Q₅.

L'amplificateur VF

Il se compose des circuits associés aux transistors Q₁ et Q₂. Le transistor Q₁ est un PNP monté en collecteur commun. Il reçoit sur la base un signal ayant la forme A de la figure 1.

La base est polarisée par un système diviseur de tension composé de R₁ reliée à la ligne négative de 12 V et de deux résistances du système détecteur : 1,8 kΩ et 15 kΩ, reliées à la ligne positive qui dans ce montage coïncide avec la masse. De plus, il est possible de régler la polarisation de la base et en même temps celle de la cathode de la détectrice, à l'aide de la résistance ajustable de 3,3 kΩ montée dans la charge de sortie de la détectrice.

Le transistor Q₁ est monté en collecteur commun en ce qui concerne son fonctionnement comme premier étage VF. Ce montage implique, par conséquent, la mise à la masse, en

alternatif, du collecteur. En réalité, on constate qu'il n'en est pas ainsi car on a voulu réaliser également une sortie sur le collecteur, la sortie 3, qui servira à la transmission du signal VF au circuit CAG.

La sortie VF est sur l'émetteur, la tension VF étant disponible aux bornes de R₂ montée entre émetteur et masse.

La liaison entre Q₁ et Q₂ est directe, l'émetteur de Q₁ étant relié à la base de Q₂ et, de ce fait, R₂ est commune aux deux électrodes qui se trouvent à la même tension par rapport à la masse.

Adaptation

La valeur de R₂ (470 Ω) est faible tandis que celles de R₁ et des autres résistances d'entrée de Q₁ donne une résultante de l'ordre de 5 kΩ que l'on peut considérer comme grande par rapport à R₂.

Il est donc clair que Q₁ fonctionne comme un adaptateur d'impédances. Celle d'entrée de Q₂ étant faible, de l'ordre de quelques centaines d'ohms, aurait amorti considérablement la sortie du détecteur si elle avait été connectée directement sur cette sortie.

En intercalant Q₁, le détecteur est moins amorti et il peut ainsi fournir la tension VF de l'ordre de 2 V, à l'amplificateur VF.

Le transistor Q₁, en montage collecteur commun à un gain de tension inférieur à 1 et la tension VF aux bornes de R₂ est inférieure à celle aux bornes de R₁.

Étage final VF

Passons maintenant au second transistor, Q₂ qui est aussi le transistor final de l'amplificateur VF. La base de transistor NPN doit être positive par rapport à l'émetteur et négative par rapport au collecteur.

La première condition est remplie grâce aux valeurs convenables des résistances du système de polarisation de l'émetteur de Q₂.

La seconde condition est également remplie car le collecteur de Q₂ est alimenté à partir de +110 V à travers une chaîne de résistances et de la bobine L₁. L'amplification de tension VF est fournie par Q₂. Comme elle doit être

importante car il faut à la sortie une VF de l'ordre de 100 V, la tension d'alimentation est +110 V.

Cette amplification est réglable à l'aide d'un potentiomètre P₂ qui doit être considéré comme un réglage de contraste du téléviseur.

Dans le circuit de collecteur on trouve une bobine de correction « shunt » L₁ en série avec la résistance de charge composée de R₁₁, R₁₂ et R₁₃. Le découplage est assuré par C₉ associé à la résistance R₂₀.

La sortie 2 permettant le prélèvement du signal VF à appliquer aux circuits de synchronisation est disposée au point commun de R₁₂ et R₁₃ comme nous l'avons déjà mentionné précédemment. Les corrections de linéarité effectuées par L₁ dans le circuit de collecteur de Q₂ et par le système de résistance de charge et le condensateur du circuit d'émetteur réalisent une contre-réaction sélective. Ainsi R₁₀ et C₄ (150 pF) constituent un circuit de découplage à basse fréquence. À ces fréquences il y a par conséquent une contre-réaction due à R₈ et le gain au

Valeur des éléments de la partie VF

Résistances : R₁ = 120 kΩ, R₂ = 470 Ω, R₃ = 150 Ω, R₇ = 68 Ω, R₈ = 560 Ω, R₉ = 390 Ω, R₁₀ = 150 Ω, R₁₁ = 1,5 kΩ, R₁₂ = 1,32 kΩ, R₁₃ = 330 Ω, toutes de 2 W, sauf mention différente, tolérance ± 5 %.

Potentiomètre : P₂ = 500 Ω graphique, piste moulée 1 W.

Condensateurs : C₃ = 1 000 μF chimique 12/15 V, C₄ = 150 pF papier métallisé ± 2,5 % MIAL, C₅ = 50 μF chimique service, C₁₁ = 1 000 μF chimique 12/15 V.

Transistors : Q₁ = SFT 163, Q₂ = BF 178.

Circuit de CAG

Revenons au transistor Q₁, premier étage VF. On peut voir que la base du transistor est polarisée par le diviseur de tension déjà mentionné mais aussi par la tension continue fournie par la détectrice qui apparaît avec la polarité positive cathode de celle-ci.

Lorsque l'intensité du signal HF fourni par l'antenne augmente, la tension de la cathode continue augmente aussi et la cathode D devient plus positive. Il en est de même pour la base de Q₁ reliée directement à la cathode de la détectrice.

Pour le circuit de CAG, le transistor Q₁ est considéré comme étant monté en émetteur commun avec entrée sur la base et sortie sur le collecteur (sortie 3).

Entre la diode D et Q₁ et Q₂, les tensions sont directes. Le collecteur de Q₁ est relié à la base de Q₂, transistor amplificateur de continu. On peut dire que Q₁ et Q₂ constituent un amplificateur de continu. Lorsque la tension de la base de Q₁ augmente, le transistor Q₁ passe de l'état de collecteur à celui d'émetteur. Ce courant passe par R₂. La tension aux bornes de R₂ diminue et la tension du collecteur de Q₁ devient plus négative par rapport à la masse.

Il en est de même de celle de la base de Q₂. Ce transistor Q₂ est toutefois un NPN monté en émetteur commun.

C'est cette tension qui sera appliquée à la base des transistors soumis à la synchronisation.

On retiendra que pour une augmentation du signal d'antenne, on dispose grâce à l'amplificateur de continu Q₁-Q₂, d'une tension VF qui devient plus positive également.

Nous reviendrons plus loin sur la tension VF qui sera utilisée cette variation de tension pour la commande automatique de gain. Elle règle le courant d'émetteur et celui de collecteur, donc, également, la tension au repos du collecteur. Cette tension de repos est également modifiée lorsqu'il y a un signal.

Le condensateur C_2 de forte valeur monté entre collecteur de Q_3 et la ligne négative empêche le transistor Q_3 de fonctionner comme amplificateur VF, tout signal VF, donc à variation rapide, étant dérivé vers l'alimentation par C_2 . Une variation lente des tensions des électrodes de Q_3 est toutefois permise par la présence de C_2 , ce qui permet le fonctionnement de C_2 comme amplificateur de continu.

Eléments du circuit de CAG

Résistances : $R_4 = 560 \Omega$, $R_5 = 680 \Omega$, $R_6 = 3,9 \text{ k}\Omega$, toutes de 0,5 W tolérance $\pm 10 \%$ type miniature carbone aggloméré. Potentiomètre $P_1 = 100 \Omega$ bobiné linéaire loto condensateurs : $C_1 = 50 \mu\text{F}$ chimique 12/15 V, $C_2 = 5$. Transistor Q_3 , NPN, SFT 184.

Circuits de séparation

Pour extraire du signal VF complet les signaux synchro on a prévu le montage à transistors Q_4 et Q_5 .

Le signal VF, pris à la sortie 2 est appliqué à Q_4 et ensuite à Q_5 .

Ces deux transistors sont montés en émetteur commun, Q_4 est un NPN et Q_5 un PNP. Examinons le fonctionnement de cette partie du montage VF-séparation.

A la sortie 3, le signal VF a la forme B figure 1. Les impulsions de lignes sont positives et la modulation de lumière à polarité négative.

La base reçoit le signal B par l'intermédiaire du circuit RC composé de $C_6 = 0,47 \mu\text{F}$ et $R_{14} = 33 \text{ k}\Omega$. La résistance R_{14} étant reliée à l'émetteur, la base de Q_4 n'est pas polarisée au repos et Q_4 est bloqué.

Lorsque le signal B (fig. 1) arrive sur la base de ce transistor NPN, la modulation de lumière étant négative, rend la base encore plus négative que l'émetteur. Le transistor est toujours bloqué et aucune variation de courant collecteur ne se produit. Les impulsions synchro étant positives et l'amplitude suffisante, rendent la base de Q_4 suffisamment positive par rapport à l'émetteur pour qu'il y ait courant de collecteur pendant les durées des impulsions.

Comme Q_4 est monté en émetteur commun il y a inversion des variations de tension. Sur le collecteur les tensions sont représentées sous forme d'impulsions négatives, comme on le voit sur la figure 3.

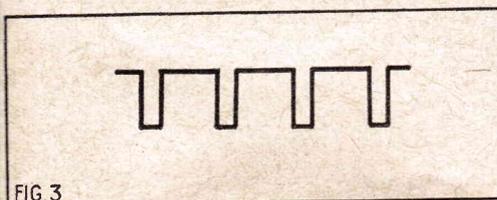


FIG.3

Ces impulsions sont alors transmises au point B, convenablement déterminé sur les circuits de synchronisation de la base de temps lignes.

La charge de collecteur de Q_4 se compose de R_{17} reliée à la masse, c'est-à-dire à la ligne positive de l'alimentation de 12 V.

Le collecteur de Q_4 est bien positif par rapport à l'émetteur car celui-ci est porté par le diviseur de tension R_{15} - R_{16} à une tension négative par rapport au collecteur.

Le découplage de l'émetteur de Q_4 est réalisé par le condensateur C_7 de forte valeur.

Considérons maintenant le second étage du montage de séparation.

La liaison entre collecteur de Q_4 et base de Q_5 se fait par le circuit intégrateur composé de R_{18} et C_8 .

Les impulsions de lignes et celles d'image, transmises par le circuit intégrateur ont la forme indiquée par la figure 4 A au collecteur de Q_4 et la forme figure 4 B sur la base de

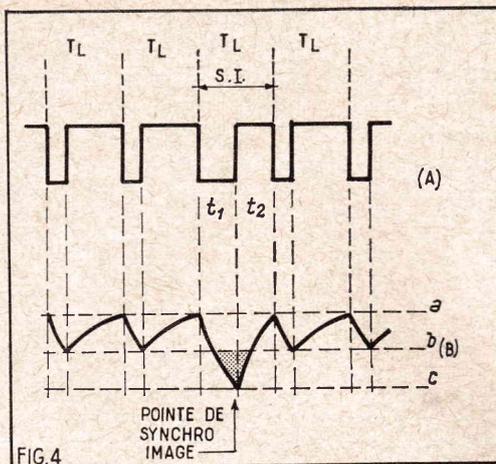


FIG.4

Q_5 . On voit que grâce à l'effet du circuit intégrateur, pendant la période de ligne correspondant au signal synchro image SI, de durée $t_1 + t_2 = T_L$ période de ligne, une surtension négative apparaît sous forme d'une pointe. Cette pointe est le signal synchro image et se produit à la fréquence d'image.

Le rôle du transistor Q_5 est double :

- 1° supprimer des signaux de ligne, subsistant sous forme triangulaire sur le signal intégré B (figure 4) ;
- 2° inverser la pointe de synchro image pour la rendre positive.

La seconde opération découle du fait que le transistor Q_5 est inverseur étant monté en émetteur commun.

La première nécessite de la part de Q_5 un fonctionnement tel que le courant de collecteur ne varie que pendant la durée de la pointe synchro image.

Le transistor Q_4 est un PNP. Au repos, en l'absence de tout signal sur la base, celle-ci est suffisamment positive par rapport à l'émetteur pour que le courant du collecteur soit nul. Le transistor est bloqué.

Lorsque le signal (figure 4 B) est présent, la base de Q_5 reste encore suffisamment positive par rapport au collecteur pendant les impulsions triangulaires de lignes, de faible amplitude, pour que le transistor reste bloqué, mais lorsque la pointe négative de synchro image survient, la base est rendue moins positive par rapport au collecteur, le transistor se débloque, amplifie et inverse. Le signal d'image se présente sur le collecteur de Q_5 sous forme d'impulsions positives qui sont appliquées au point C de la base de temps image.

Eléments du circuit de séparation

Résistances : $R_{14} = 33 \text{ k}\Omega$, $R_{15} = 5,6 \text{ k}\Omega$, $R_{16} = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_{17} = 2,2 \text{ k}\Omega$, $R_{18} = 8,2 \text{ k}\Omega$, que 12/15 V. $C_6 = C_7 = 10\,000 \text{ pF}$ papier métallisé 160 V, $C_8 = C_9 = 100 \mu\text{F}$ chimique 12/15 V.

Transistors : $Q_4 = \text{SFT } 184$, $Q_5 = \text{SFT } 352$ vert.

Commande CAG

Pour commander le gain d'un transistor amplificateur HF ou MF il faut faire varier la polarisation de sa base qui à son tour agira sur le courant de collecteur.

Si la base devient plus négative, le courant de collecteur diminue et la tension de collecteur devient plus positive par rapport à la ligne négative.

La variation du courant de collecteur entraînera une diminution de gain dans les deux cas suivants :

- a) le courant collecteur diminue mais la tension entre collecteur et émetteur varie peu. Ce type de CAG est nommé CAG inverse.

b) le courant collecteur augmente et, en même temps, la tension entre collecteur et émetteur diminue substantiellement. Ce type de CAG est nommé CAG direct.

Considérons le circuit de CAG de la figure 2 à transistors Q_1 et Q_2 . On a vu qu'une augmentation du signal d'antenne donne lieu à une tension de CAG, au point F qui augmente.

Supposons que le transistor MF soit un PNP et réalisons le montage de la figure 5 dans lequel le transistor MF est polarisé sur la base par le diviseur de tension R_6 - R_7 .

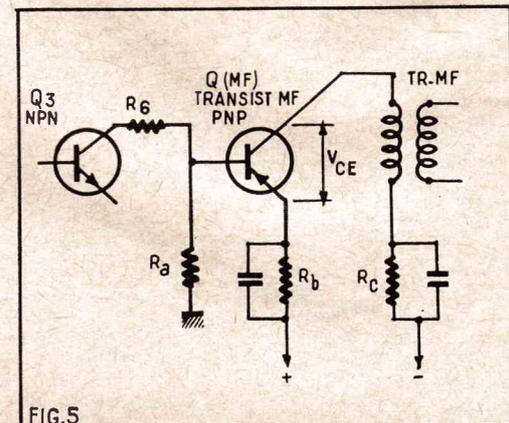


FIG.5

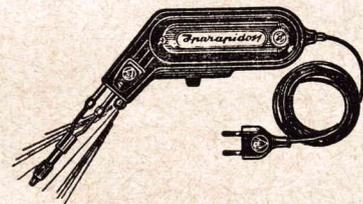
Lorsque le signal d'antenne augmente, la base du transistor MF (PNP) devient plus positive, le collecteur de Q_3 devient plus positif et il en est de même de la base de Q (MF) ce qui a pour effet de diminuer le courant de collecteur de ce transistor. Pour que son gain diminue il faut adopter la CAG inverse, donc avec peu de variation de V_{CE} . Les résistances R_6 et R_7 doivent être, par conséquent faibles ou nulles.

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 ou 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 830 gr. Valeur : 99,00. NET **78 F**

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

LE TUNER FM II

par R. WILSDORF

Avant-propos

Après la publication de la réalisation « Adapteur ou cellule FM » dans le n° 200 de juin 1964, suivie dans le n° 204 de celle de « Amélioration de la cellule FM », nous avons reçu un courrier très abondant.

Ce courrier nous a appris que d'innombrables lecteurs portent un vif intérêt aux montages « construction ». Nous précisons : des montages qui doivent être construits et montés intégralement par le lecteur lui-même. En premier lieu, la construction ou la fabrication des bobinages.

Nous nous permettons de conclure que « l'amateur constructeur » n'est pas encore du « passé ».

Il s'agit, très probablement, de réveiller seulement ce goût « d'amateur constructeur » chez bon nombre de lecteurs, en leur mettant sous la main des montages « appropriés ».

Le montage du n° 204 de « Radio-Plans » est un petit tuner possédant une sensibilité relative à des réceptions dans de bonnes conditions. La logique trouve tout à fait normal, qu'avec un seul étage MF, des émissions lointaines fassent défauts ou bien qu'on ne capte pas les émissions avec puissance, dans des cas de réceptions difficiles.

D'autre part, nous recommandons aux lecteurs, aux réalisateurs de nos montages, d'exécuter leur travail avec soins et de suivre nos données. Ils ne le regretteront pas, nous en sommes convaincus. Du travail soigné évite bien des échecs.

Néanmoins le petit tuner du n° 204, nous permettait de recevoir confortablement des émissions distantes de 70 km du lieu de réception, avec antenne intérieure et orientable.

Tenant compte de toutes ces considérations, nous publions ci-après, un autre tuner FM, d'une sensibilité très nettement supérieure au précédent. Nous l'intitulerons « Tuner FM II ».

Pour ce nouveau montage nous avons repris pratiquement toutes les pièces et accessoires entrant dans la composition de la réalisation du n° 204 de « Radio-Plans ». Il en résulte une sensible économie pour les lecteurs, ayant réalisé le montage précédent et qui désirent maintenant construire la réalisation décrite ci-après.

Avec ce tuner, d'une mise au point sérieuse, nous captions depuis des semaines, de nuit et de jour, avec une puissance en réserve plus que suffisante, des émissions FM à 150 et à 180 km du lieu de réception. Ceci toujours avec la même antenne intérieure.

Pour ces essais, nous employons un amplificateur BF, comprenant une EF86 et une EL84 actionnant deux H-P.

Sans la préamplification HF ECC189, et en employant le système d'accord représenté par la figure 3, nous captions très confortablement des émissions distantes de 100 km.

Par sa sensibilité, ce tuner nous semble tout indiqué pour des cas de réceptions difficiles et aussi pour les régions favorisées en FM dans lesquelles il permet de profiter des réceptions à grande distance.

Etude du schéma et principe de fonctionnement

A. Préamplification HF (cascode).

Nous allons logiquement commencer cette étude par l'étage où nous commençons à mettre en action les courants HF, captés par l'antenne.

Nous voyons le primaire L_1 , branché directement à la descente d'antenne et agissant par induction sur le secondaire L_2 . Ce circuit non

accordé sur une émission donnée, engendrant pendant toutes les émissions de la bande dite FM, pouvant être captées dans une r... Ce n'est qu'avec le circuit accordé L_1 -CV nous sélectionnons l'émission désirée. L_2 , les spires de L_2 , a le même sens d'enroule... Sa sortie S est à la masse par la gaine... rière du câble coaxial. L'entrée E est... au conducteur intérieur du même câble, t... que l'entrée E de L_2 est à la masse. Les... rants HF sont dirigés de la sortie S c... vers la grille de la première triode du... ECC189, par l'intermédiaire d'un 100 pF... Le potentiel de cette grille, par rapport... masse, est fixé par la 10 M Ω .

La cathode est mise à la masse, ainsi q... sortie du filament de la ECC189 (pente... triode : 12,5). La deuxième sortie filamen... isolée, en HF, de la ligne 6,3 V par L... retour chauffage filaments s'effectue, pour... les tubes du tuner, par le châssis. Ent... sortie filament et la self de choc L_3 , est... un 2 000 pF (papier S100 V) vers la m... Nous avons un branchement identique aux... ties filament de la ECH81 afin de supp... toute réaction entre les étages, par la... des 6,3 V.

Les courants HF, amplifiés par la triod... apparaissant sur la plaque, sont transmis... cathode de la triode II, par le bobinag... La grille est, au point de vue HF, à la r... par le 500 pF mica et la 3,2 M Ω fixe so... tentiel.

Nous attirons l'attention des lecteurs s... fait suivant : par suite de ce branchem... la triode II, la plaque de la triode I... cathode de la triode II, ainsi que le bob... L_3 , marqueront une HT de valeur égale... viron la moitié de celle mesurée sur la p... de la triode II, la ECC189 étant sous te...

Les courants HF amplifiés une seconde... et recueillis à la plaque de la triode I... tendance à s'acheminer par le 50 pF mica... l'étage suivant, le changement de fréq... C'est à ce moment que le circuit oscillan... CV1 remplit la fonction qui lui est dév... sélectionner la fréquence accordée par C... « freiner » le passage aux autres fréquences... ce moment nous ne parlerons plus de cou... HF, mais de « la HF » tout court.

Nos lecteurs trouveront le circuit L_1 -CV... peu original » mais très facile à mettr... point et surtout très efficace pour sélecti... les émissions. Nous en recauserons dans le... pire réglage et mise au point. On rem... une analogie avec le circuit oscillateur L... ce qui nous permet de bien aligner les ci... L_1 et L_2 par rapport aux CV à comm... unique.

A la sortie de L_4 , côté plaque ECC189... voyons un variable « cloche » C_1 vers la m... Du côté HT (10 K Ω) nous trouvons le C... en parallèle, un deuxième variable « clo... tous deux dirigés vers la masse. Dans l... cuit L_4 circule la HT. Placé entre la... milieu M sur L_4 et la masse, nous voyon... 5 000 pF (papier). Son but est de neutra... vers la masse, toute incursion des ondes c... vers les étages suivants (morse, gazouille... ou autres indésirables). Son emplacement... le point M et la masse, n'a aucun effet s... réglage de L_4 .

La 10 K Ω (1 watt), placée entre L_4 ... ligne HT ramène celle-ci à la bonne vale... fait fonction de choc à la HF vers la ligne

Nous indiquons, sur la ligne de liaison... étage HF et étage ECH81, un point m... (A). Il indique que l'étage HF ECC189... suit est facultatif. C'est-à-dire que le lecte... désirant point la préamplification HF, n'a... adopter le système d'accord d'entrée, m... senté par la figure 3.

Remarquez que toutes les résistances, tr... sées par la HT et plus ou moins suscep...

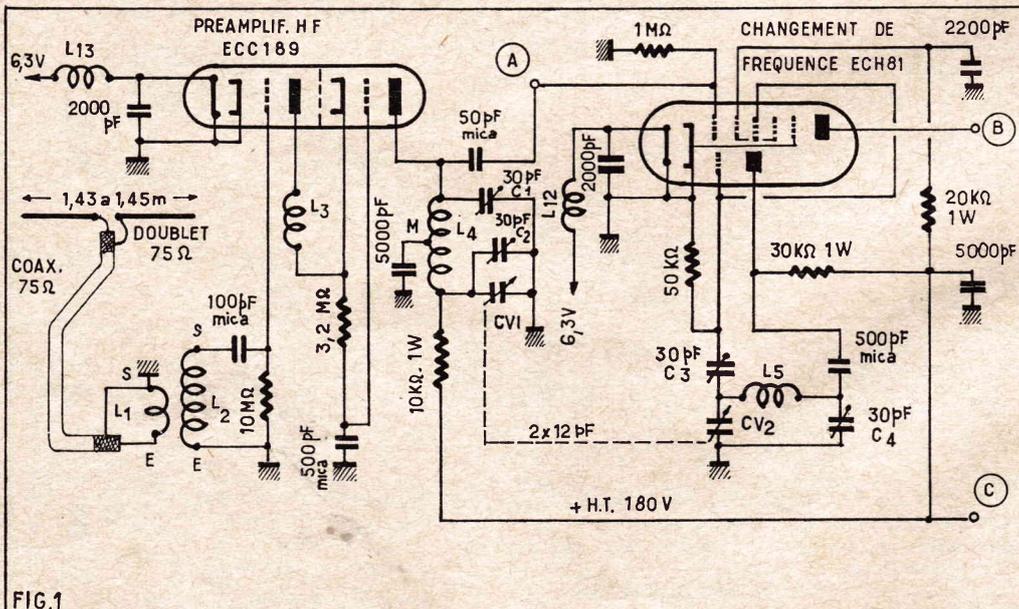
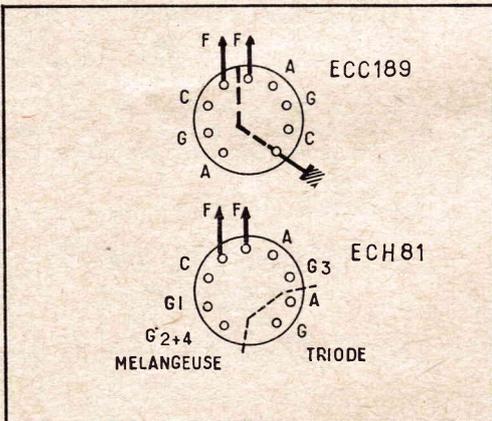


FIG. 1. — Schéma de l'étage préampli et du changement de fréquence

- L12-L13 = 25 spires jointives fil cuivre émaillé 4 à 6/10 préparés sur \varnothing 6.
- L1 = 3 spires à placer entre les spires de L2 à partir de E - fils cuivre 4 à 6/10 sous 2 X soie ou coton
- L2 = 7 spires 12/10 cuivre étamé, espacement entre spires = \varnothing fil.
- L3 = 3
- L4 = 7
- L5 = 7

Bobinages préparés sur mandrin \varnothing 8 quelconque et montés en place sans noyaux

d'échauffement, ont une dissipation de 1 watt. Cette valeur de dissipation ne joue pratiquement pas pour les autres résistances de ce tuner.

Etage changement de fréquence

Le branchement des sorties du filament de la ECH81 est absolument semblable à celui de la ECC189. La self de choc est L_{12} .

Nous remarquons la cathode, commune aux deux éléments triode et mélangeuse et mise à la masse. De même la grille supprimeur, reliée intérieurement à la cathode.

A. Partie triode. La triode, avec L_6 - CV_2 , nous fournit les oscillations ou la fréquence nécessaires pour opérer la conversion. Le potentiel des grilles (y compris la grille 3 de la partie mélangeuse) est fixé par la 50 K Ω (ou 47 K Ω) vers la masse. La HT à la plaque est ramenée, à la valeur convenable, par la 30 K Ω (ou 27 K Ω) 1 watt. Le 500 pF mica, entre plaque et L_6 , fait arrêt à la HT vers l'oscillateur. Partant du même point sur L_6 , nous voyons, vers la masse, un variable « cloche » C_1 . Au côté opposé de L_6 , nous avons le CV_2 vers masse, puis un variable « cloche » C_3 vers la grille. Nous détaillerons la fonction des C_3 et C_4 dans le chapitre réglage.

B. Partie mélangeuse. La grille 3, reliée à la grille triode transmet les oscillations locales à la mélangeuse. A l'intérieur du tube nous remarquons la grille 3 entourée des deux grilles accélératrices 2 et 4. Leur HT est fixée par la 20 K Ω (1 watt) et elles sont, au point de vue HF, à la masse, par le 2 200 pF (papier). La HF, sélectionnée par L_1 - CV_1 , est appliquée à la grille, son potentiel étant fixé par la 1 M Ω vers masse. A la plaque apparaît la nouvelle fréquence — la moyenne — issue des deux fréquences appliquées à la mélangeuse, par les grilles 1 et 3. La MF est dirigée sur le primaire L_7 , du premier transfo MF. Pour éviter une réaction entre étages, nous voyons une 1 K Ω (1 watt) entre la sortie S de L_6 et la ligne HT. Les résidus HF sont acheminés du point S, par le 2 200 pF (papier), vers la masse. Nous voyons encore, au point de jonction : ligne HT, 20 K Ω , 30 K Ω un 5 000 pF (papier) de découplage à la masse. But : neutraliser les résidus HF, circulant sur la ligne HT.

Principe de fonctionnement des étages MF

Avant de détailler chaque étage MF séparément, nous devons une explication de fonctionnement d'ensemble.

Les différents étages sont auto-limiteurs et ne diffèrent l'un de l'autre, que par les tubes, la valeur des accessoires et du branchement de la grille écran.

L'effet de limitation des deux étages, s'ajoutant à l'effet limiteur du détecteur de rapport (démodulateur), nous fait obtenir un contrôle automatique de volume sonore très souple. Cela veut dire, qu'en passant avec les CV sur des émissions puissantes et sur des émissions faibles, ces effets de limitation ramènent le volume sonore de sortie de ces émissions pratiquement au même niveau.

Ce niveau sonore, convenant à l'auditeur, est réglable manuellement par le potentiomètre de volume de l'amplificateur basse fréquence.

L'amplification MF donnera donc automatiquement le maximum pour une émission faible et sera automatiquement minimum pour une émission puissante. On peut faire la comparaison avec le CAV (antifading) d'un récepteur AM, OC, PO et GO.

L'étage démodulateur peut ainsi fonctionner dans des conditions normales, sans risque de saturation ou autres conséquences se répercutant sur la fidélité d'une audition.

Nous croyons devoir donner ces explications, pour qu'un lecteur encore insuffisamment initié, voulant entreprendre la construction de ce tuner, puisse suivre le but et le fonctionnement des étages MF.

Nous n'évoquerons pas la constitution et la fabrication des deux transfos MF, y compris le démodulateur. Nos lecteurs trouveront les descriptions très complètes dans les numéros 200 et 204 de « Radio-Plans ». Remarquons seule-

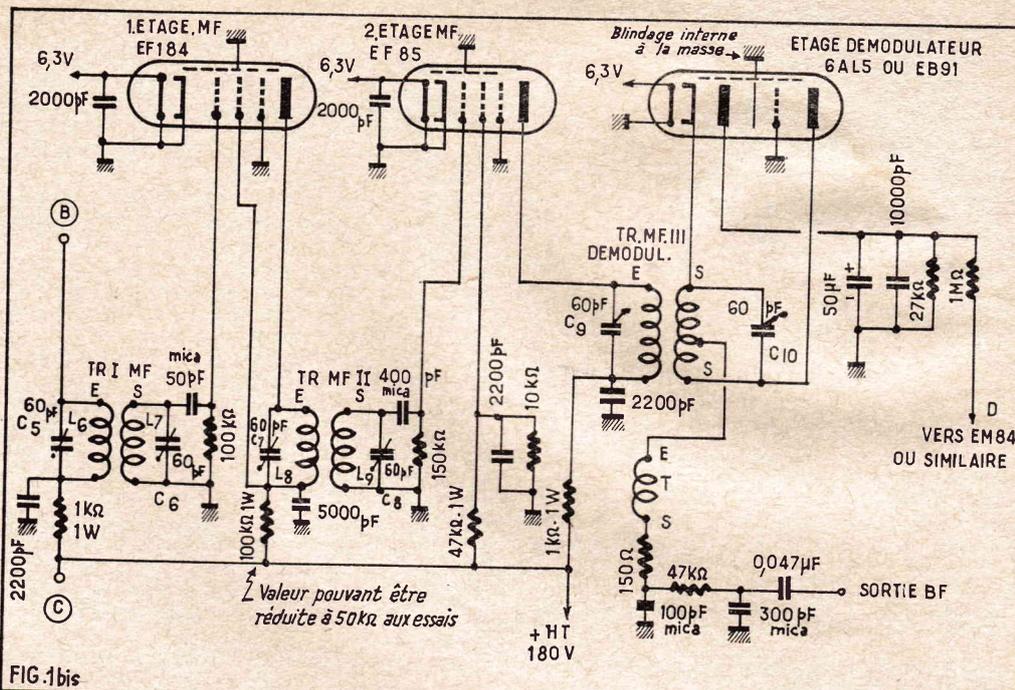


FIG. 1 bis. — Schéma des deux étages FM du démodulateur

TR.MF. I et II : identiques au TR.MF. du n° 204, pages 21 à 23, et du n° 200, pages 49 à 52

TR.MF.III Démodulateur : identique au démodulateur du n° 204 pages 21 à 23

L_6 - L_7 - L_8 - L_9 (« fond de panier ») - L_{10} = 22 spires, 2/10 cuivre sous 2 X coton ou soie. L_{11} = 2 x 34 spires, 2/10 cuivre sous 2 X coton ou soie. T (« Fond de panier ») = 10 spires, 2/10 cuivre sous 2 X coton ou soie. C_0 à C_{10} = variables « cloche »

ment que la prise P, au secondaire, est inutile pour ce tuner. Les deux transfos MF, pour le présent montage sont à tous points de vu absolument identiques.

1^{er} étage MF

Cet étage est équipé d'une EF184 (pente fixe S : 15 V, fonctionnant en première limiteuse. Nous voyons la cathode, la grille « supprimeur », le blindage interne et une sortie du filament mis à la masse. La seconde sortie du filament est reliée directement à la ligne des 6,3 V, sans self de choc. Nous voyons que le découplage à la masse se fait par le 2 000 pF (papier) Ts : 100 V).

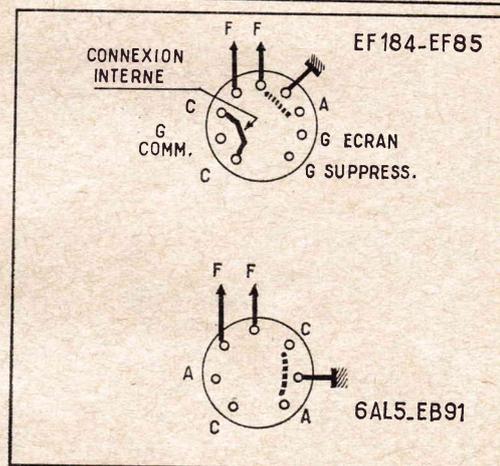
Le secondaire L_7 , induit par le primaire L_6 , transmet la MF à la grille de commande par l'entremise du 50 pF mica. Le potentiel grille est obtenu par la 100 K Ω vers masse.

Nous voyons, inséré dans le circuit plaque, le primaire du deuxième transfo MF, ici L_8 . La HT pour la plaque et la grille écran est ramenée à une même valeur par la 100 K Ω (1 watt). Le 5 000 pF (papier) placé entre la sortie S de L_6 et la masse, donne passage aux résidus MF à la masse.

Une fois l'ensemble terminé et mis au point, nous pouvons diminuer progressivement la valeur de la 100 K Ω (1 watt). Il en résulte une augmentation de l'amplification. Restez cependant dans des limites raisonnables, à cause de la stabilité de cet étage et pour ne pas faire de la « production » en souffler avec la EF184. Nous avons personnellement gardé la valeur indiquée, comme juste « milieu » et elle nous donne satisfaction.

2^e étage MF

Une EF85 (pente fixe: 5,7), montée en deuxième limiteuse, est mise en œuvre à cet étage. La cathode, la grille de suppression, le blindage interne et une sortie du filament sont également mises à la masse. La deuxième sortie du filament est reliée directement à la ligne des 6,3 V avec découplage à la masse par le 2 000 pF (papier Ts 100 V).



La MF induite du primaire L_8 au secondaire L_9 du transfo MF II, se dirige de la sortie S, par le 100 pF mica, à la grille de commande. La polarisation, de cette dernière, est obtenue par la 150 K Ω vers masse.

La valeur de la HT pour la grille écran est obtenue et stabilisée par la 47 K Ω (1 watt), et la 10 K Ω vers la masse.

Le 2 200 pF (papier) met la grille écran, au point de vue HF, à la masse.

La MF, doublement amplifiée, est dirigée de la plaque EF85 sur le primaire L_{10} du troisième transfo MF ou démodulateur. La 1 K Ω (1 watt) fait choc entre la sortie S de L_{10} et la ligne HT. Le 2 200 pF (papier) annule les résidus HF à la sortie S de L_{10} , les dirigeant à la masse.

Des essais effectués avec la partie pentode d'une ECF82, à la place de la EF85, nous ont donné pratiquement les mêmes résultats. Nous n'avons eu qu'à retoucher légèrement le réglage des transfos MF. Ces essais semblent concluants puisque nous relevons :

ECF82 pentode pente S : 5,2 (fixe), résistance interne : 0,4 M Ω ;

EF85 pentode pente S : 5,7 (fixe), résistance interne : 0,5 M Ω .

Etage démodulateur

Le primaire L_{10} du transfo MF III ou démodulateur étant le siège des oscillations MF, transmet celles-ci au secondaire L_{11} , lequel est d'une conception spéciale. Le primaire L_{10} est strictement identique aux primaires des transfos MF I et II. Les bobinages des transfos MF sont des « fonds de panier », sauf ceux de L_{11} .

L_{11} se définit par deux secondaires identiques (S et S sur le schéma) enroulés ensemble dans le même sens, sur une surface cylindrique,

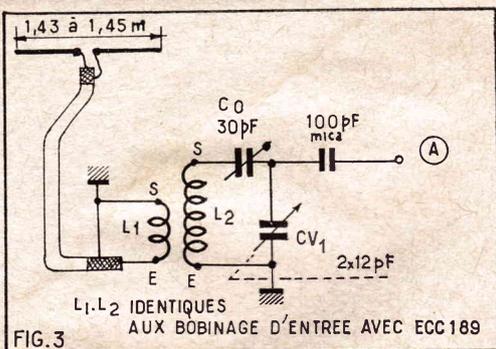


FIG. 3. — Entrée tuner sans préamplification H.F.

mais travaillant après cela en opposition, par suite du branchement effectué. La sortie d'un des enroulements et l'entrée de l'autre nous donnent la prise milieu, indiquée schématiquement. Cette prise milieu est reliée à l'entrée E du bobinage tertiaire T, avec couplage serré au

primaire L_{10} . A la sortie S du tertiaire T apparaît la basse fréquence, non désaccénuée.

La sortie et l'entrée des deux secondaires S de L_{11} , restées libres sont reliées d'une part à la cathode d'un élément de la 6AL5 ou EB91 ou encore EAA91, et aussi à l'anode du second élément. Entre ces deux points nous trouvons le variable « cloche » C_{10} .

La cathode du second élément 6AL5 est à la masse, ainsi que le blindage intérieur du tube, séparant les deux éléments. Une sortie du filament est également mise à la masse. La deuxième sortie rejoint directement la ligne des 6,3 V. Il n'y a pas de découplage par condensateur.

Le potentiel nécessaire à la plaque du premier élément, par rapport à la masse, est obtenu par la 27 K Ω et en parallèle le condensateur électrolytique de 50 μ F 30/50 V (genre polarisation). En plus un 10 000 pF (papier) découple la plaque à la masse. En cours de réception la tension de cette plaque variera selon la puissance des émissions reçues. Ces variations de tension transmises par la 1 M Ω , à la grille de la EM84, nous indiquent l'accord exact sur une station. Nous avons un découplage grille-masse par le 5 000 pF (papier). Voir figure 4.

Pour obtenir la désaccénuée, la BF traverse la 150 ohms, puis est filtrée par la 47 K Ω , avec à ses côtés un 100 pF et un 300 pF de découplage à la masse. Un 0,047 μ F isolera le tuner de l'ampli BF, où est dirigée la BF désaccénuée. Le 100 pF et le 300 pF sont à mica.

Il se peut que la valeur du 300 pF ne convienne pas à la musicalité de l'ampli BF utilisé. Recherchez par essais la valeur convenable. Elle devra se situer normalement entre 100 et 2 000 pF.

Châssis et plan de câblage

Sur le châssis. La figure 2 représente le châssis avec tous les éléments placés dessus. Les dimensions sont indiquées. Le fer blanc ou la tôle étamée ont une épaisseur de 8 à 10/10^e, soit 0,8 à 1 mm. Chaque ferblantier vous le préparera, si vous n'êtes pas assez outillé, pour rabattre les côtés et pour effectuer les perçages. Comme l'échelle de la figure 2 est 1/2 en rapportant les dimensions le traçage des perçages est facile.

Nous voyons que l'axe des CV s'aligne ap-

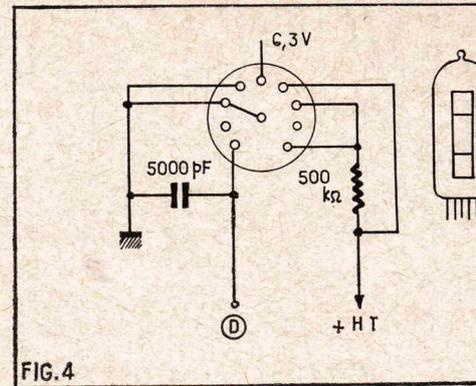


FIG. 4. — Branchement EM84 - Culot vu par dessous

proximativement avec le blindage, séparant compartiments ECC189 et ECH81. Les contacts CV à souder à la masse sont reliés au châssis par soudure ou à des cosse vissées au châssis, dans le cas où un fer à souder wattage convenable fait défaut. Mettez bien le métal du châssis et de la cosse, au serrage.

Sous les variables « cloche » du premier transfo MF, passe le deuxième blindage, sur le châssis.

La ligne des 6,3 V, entre ECC189 et ECH81 est placée au-dessus.

Les trous de passage des connexions, entre transfo MF et le dessous du châssis, sont marqués : E-S-B-1-2. Ce marquage correspondant réellement aux sorties et entrées des bobinages. Pour faciliter le câblage on inscrit ce marquage près des perçages, sous le châssis et au-dessus. Aucune erreur ne sera alors possible.

E : entrée des bobinages.

S : sortie des bobinages ;

B : sortie BF non désaccénuée ;

1-2 : voir construction détaillée du démodulateur, « Radio-Plans » n° 204.

L'emplacement de l'indicateur d'accord (magique) sera à la convenance du réalisateur. La figure 4 représente les connexions à faire pour une EM84.

Avec les CV employez une démultiplicatrice. Le réalisateur de ce tuner choisira la démultiplicatrice et le cadran correspondant à son goût personnel. Il pourra envisager de fabriquer sa propre démultiplicatrice, ainsi qu'éventuellement un meuble pour le châssis.

Les ensembles bobinages des transfo MF, vissés sur le châssis, ne sont pas solidaires de leur blindage qui peut être enlevé ou remis en place à tout moment, pour faciliter des travaux futurs éventuels. Le dessus peut être fermé par des couvercles dans lesquels on a pratiqué des ouvertures pour le passage des clés de réglage des variables « cloches ».

Pour éviter l'accumulation de la poussière on recouvrira les CV d'un petit boîtier.

Aucun blindage des tubes n'est prévu. Nous employons seulement pour les ECC189 et ECH81 des supports en matière HF. Le support de la 6AL5 est à sept broches, tous les autres à type neuf broches.

Sous le châssis

Etage HF. Le plan de câblage du dessous du châssis est représenté par la figure 3 bis, en vraie grandeur. Cela facilite la mise en place des accessoires et le câblage.

Nous ne disons pas que si le réalisateur ne place pas ses pièces au mm près, l'ensemble ne fonctionnera pas. Mais il faut respecter, autant que possible, ces emplacements. Ce n'est qu'après d'innombrables essais, que nous avons trouvé pour des pièces très sensibles aux rayonnements des autres, la place convenable sans pour autant perdre de vue la simplicité du montage.

Nous laisserons au réalisateur l'initiative de la marche à suivre pour câbler. Nous sommes d'avis que le montage sera ainsi plus im-

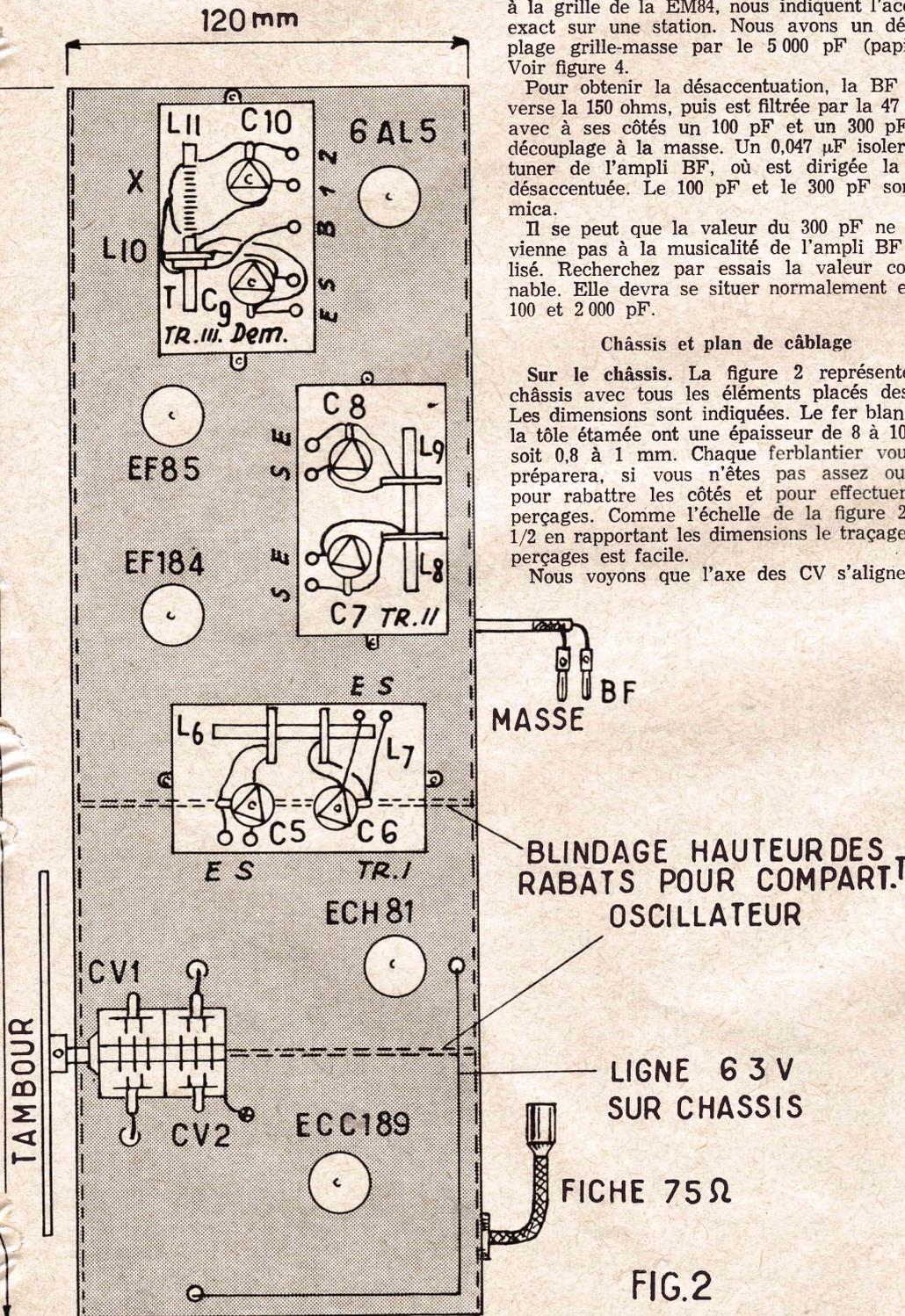


FIG. 2

LIGNE 6 3 V
SUR CHASSIS (x/y) BLINDAGE
HT. 40mm.

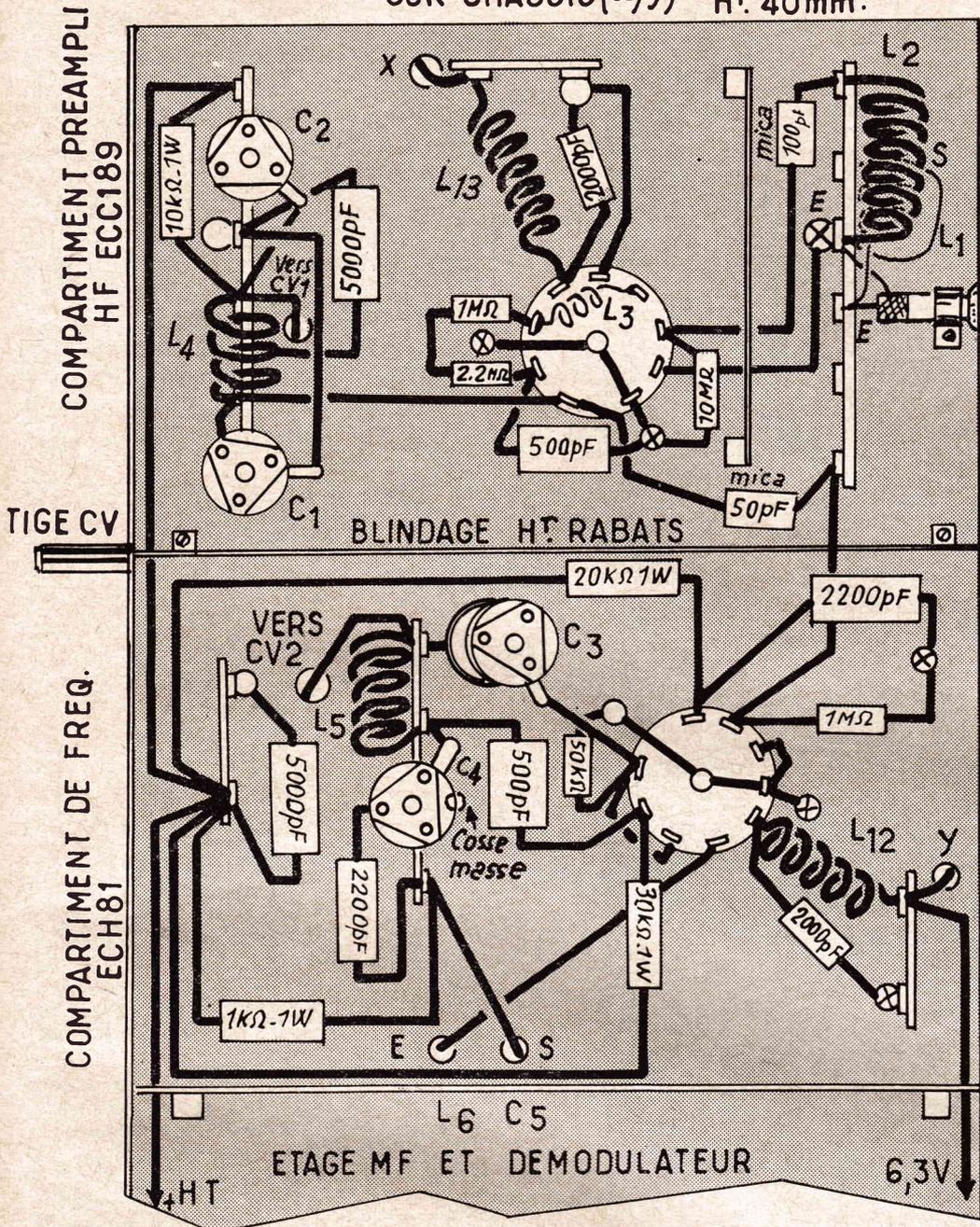


FIG. 5

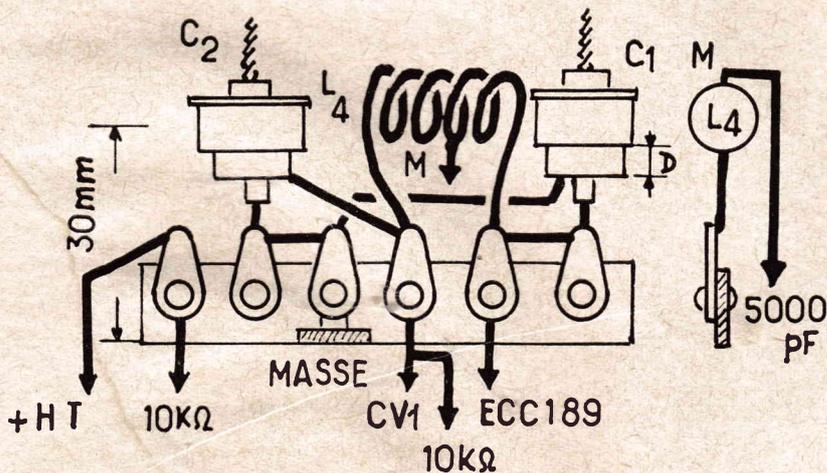
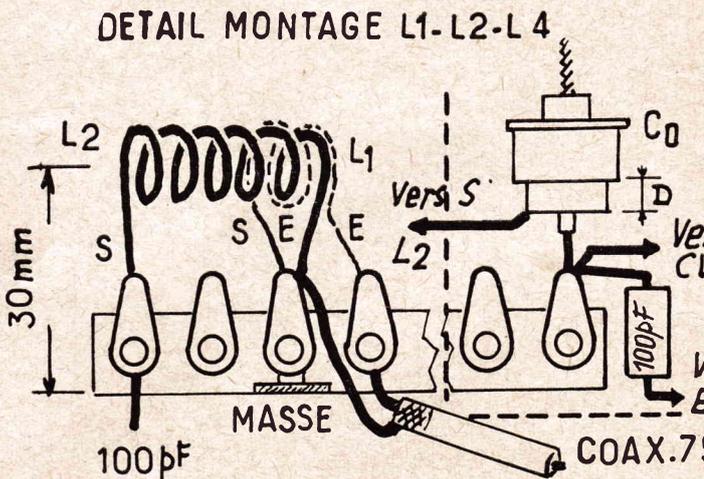


FIG. 6



gné de la personnalité de celui qui l'exécute. Nous parlerons seulement des points essentiels, vu la grande clarté du plan de câblage. Les blindages auxiliaires sont enlevés et ne sont remis en place qu'après avoir terminé le câblage des compartiments ECC189 et ECH81. Sur la figure 6 sont représentés les bobinages L₁, L₂, L₄, vus de face. Il n'y a aucune difficulté à les reproduire. L₃ est représentée réduite, elle a en réalité les dimensions et l'encombrement indiqués. L₄ est placée à 30 mm environ au-dessus du support. Un petit blindage sépare L₁-L₂ du support ECC189 et de L₃. Les deux lignes du support complet retirez le mandrin. L₁ ne bougera plus.

Vissez les plaquettes à cosses au châssis à l'aide de petits vis et écrous, en nettoyant les surfaces métalliques en contact, un rivetage ne nous rassure pas, pour assurer un parfait contact à la longue. Les plaquettes employées sont de type courant. Des types spéciaux HF sont cependant plus indiqués pour cette partie du montage.

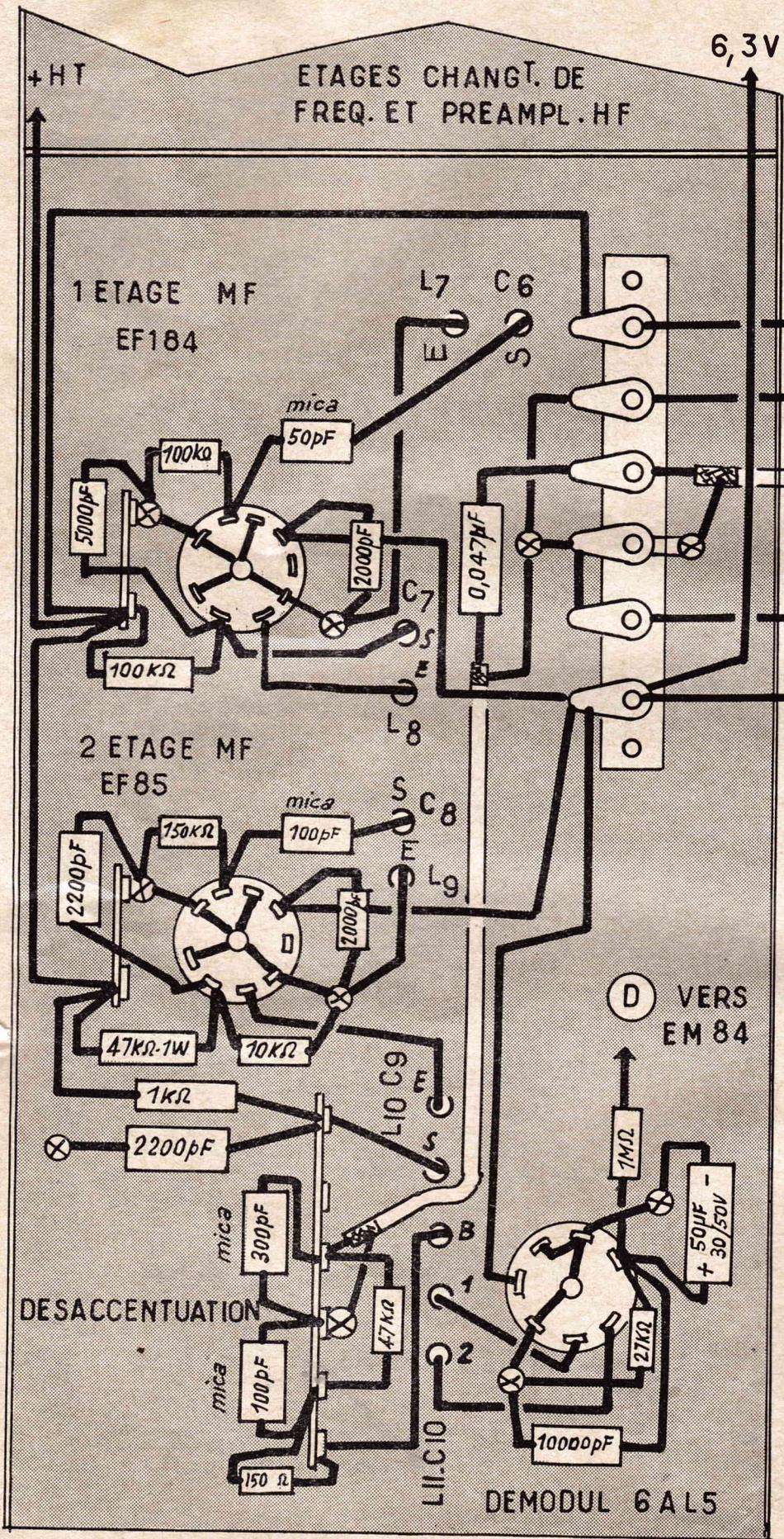
Sur les condensateurs marqués d'un gros trait, une des sorties sera mise de ce côté à la masse. Les condensateurs pour lesquels vers L₂ passent par des perçages dans le petit blindage. Montez ce blindage et ces deux lignes en dernier lieu. Remarquez que la mise à la masse de L₁-L₂ vient de la cathode de la triode I. Notez deux points de masse, que nous retrouverons à chaque support de lampe. Une sortie du filament rejoint la masse du relais de L₂.

N'ayant point la valeur convenable sous la main, nous avons employé deux résistances pour obtenir les 3,2 MΩ. Mettez-en une entre 3 et 3,3 MΩ.

Pour mettre L₁ entre les spires de L₂ vous pouvez procéder comme suit : la plaquette à cosses étant démontée. Soudez L₂ à sa place, puis glissez-y le mandrin servant à sa fabrication. Soudez l'extrémité d'un bout de fil proposé à la cosse E de L₁ (conducteur intérieur du coaxial). Puis commencez à enrouler les 3 spires entre celles de L₂, en débutant du côté masse. Serrez un peu le fil. Les 3 spires en place, coupez le fil à la longueur convenable, pour le souder à la cosse masse E de L₂. Avant de sortir le mandrin, bloquez définitivement L₁ par quelques gouttes de cire, appliquées par un tournevis chauffé (ou avec du vernis à ongles de madame...). Avant séchage nous n'avons pas indiqué la Tr (tension de service) auront une Ts minimum de 750 V (1500 V est encore mieux).

FICHE
75 Ω

FIG. 5bis



La prise M sur L₁ se fera par le haut, on obtient ainsi une symétrie parfaite (3,5 spires).

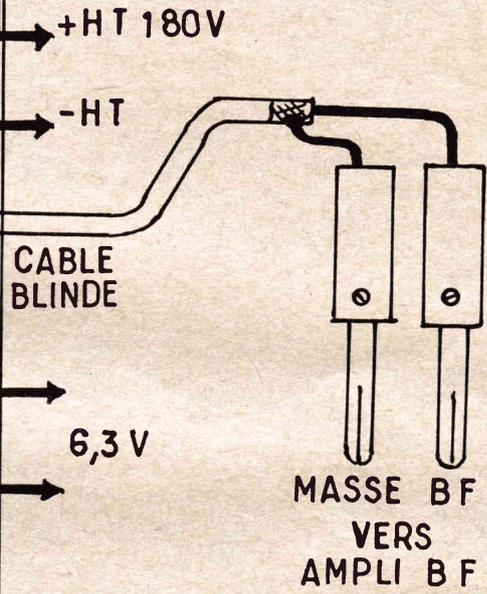
Les lignes allant d'un compartiment à l'autre passeront sur le fond du châssis. On arrangerà des passages dans le blindage démontable.

Etage changement de fréquence

Ici tout nous semble clair. La cosse ma... de la plaquette L₅ se situe sous C₁, celui étant soudé par sa pointe sur la cosse, ai... trée E avec la sortie S de L₆ (fig. 5).

Pour éviter une modification du transfo... et pour rester dans la norme de fabrication... transfos, nous avons croisé sous le châssis l'... trée E avec la sortie S de L₆ (fig. 5).

Le bobinage L₅ est monté comme L₂-L₃... soit à 30 mm du fond du châssis.



Premier étage MF

Cet étage ne représente que des difficultés apparentes de montage (fig. 5 bis).

Pour la raison citée plus haut, on constate les croisements des lignes arrivant du transfo MF I (L₇) et du transfo MF II soit (L₈).

Le réalisateur peut donner à la plaquette des cosses, servant de relais aux lignes HT, 6,3 et sortie BF, la position normale, propre à ce genre de relais. (Cette plaquette est une récupération des cellules FM.) Dans la position indiquée sur le plan, elle sera distante d'environ 5 mm du fond du châssis.

Deuxième étage MF et étage démodulateur

A cette partie du châssis nous voyons le deuxième étage MF, avec la EF85.

Plus bas la plaquette à cosses où sont soudés les accessoires pour la désaccentuation.

On voit enfin la partie démodulation 6AL5 dernière phase à laquelle sont soumis les courants HF, avant de sortir en basse fréquence de ce tuner.

Là encore tout nous semble assez clair pour que le câblage soit exécuté facilement.

Réglage et alignement

Le réglage et alignement de ce tuner s'effectue en trois phases. La première phase comprend l'alignement des trois transfos MF. A la deuxième phase se fait le finissage du réglage de l'oscillateur et à la troisième phase le réglage de la préamplification HF.

Pour commencer faites la petite modification suivante (fig. 6) : séparez de sa cosse à souder sur la plaquette-support de L₁-L₂, le pF avec la ligne allant vers la ECH81. Soudez à la place un variable « cloche » de 30 pF : CO, ainsi qu'un 100 pF dans la ligne vers la ECH81. Et

point on soude une ligne directe avec le V₁. Ensuite désoudez le 100 pF de la cosse S (sortie de L₂) et raccordez ce point à une tige à souder de CO. Nous avons le petit montage représenté par la figure 6 et schématiquement sur la figure 3. Pour une meilleure compréhension nous présentons la plaquette isolée et encadrée par pointillé.

Nous obtenons d'ailleurs ainsi l'entrée du tuner prévue, sans amplification HF avec CC189. Dans ce cas, on place la plaquette-support L₁-L₂ au milieu du compartiment.

Vissez maintenant tous les variables « cloche » aux positions que nous indiquons. D à C₁ de la figure 6.

Ces valeurs ci-après relevées sur le prototype seront sûrement un peu différentes sur votre montage personnel, après réglage. Toutefois elles constitueront la base de départ de votre réglage terminal.

Nous disons : C₀ : 5 mm environ ; C₁ : 6,5 mm ; C₂ : 6,5 mm ; C₃ : 5 mm ; C₄ : 6 mm ; C₅ : 9 mm ; C₆ : 9,5 mm ; C₇ : 7,5 mm ; C₈ : 8 mm ; C₉ : 8 mm ; C₁₀ : 9 mm.

Mettez le tuner sous tension. Admettons qu'avant cela tout a été bien réverifié : l'amplificateur HF branché, l'alimentation fournissant bien les tensions, etc.

Tournez lentement le bouton des CV. Vous trouverez sûrement une émission que la EM84 signale. Réglez les CV au maximum de déviation, et n'y touchez plus. Recherchez encore un maximum, en vissant ou dévissant C₀ du démodulateur. Faites de même avec C₃, C₇ du deuxième tr. MF. Continuez avec C₆ et C₈ du premier tr. MF. Recherchez maintenant avec C₁₀, au démodulateur, la plage où l'audition sortira avec fidélité, sans aucun souffle, sans distorsions. Refaites autant de fois ces mêmes opérations qu'elles vous semblent nécessaires.

Au réglage avec C₁₀ ne tenez pas compte de ce qu'indique la EM84, mais faites le réglage à l'oreille, c'est le seul réglage à faire en se fiant à ce sens.

La première phase du réglage est faite, les transfos MF sont alignés.

Il s'agit, à la deuxième phase, de parfaire le réglage de l'oscillateur. En dévissant C₂ vers sa base, nous rétrécissons la bande FM sur le parcours de CV. En vissant C₂ vers sa base, nous élargissons la bande FM. Avec C₄ nous avons la possibilité de déplacer la bande sur les CV ou cadran.

Opérez donc par petites retouches sur C₂ et C₄, pour qu'à la fin vous ayez toutes les émissions FM, recevables dans votre région, bien étalées sur tout le parcours de vos CV.

Tout cela semble assez difficile à première vue, mais ne l'est pas du tout. Après quelques essais vous y arriverez facilement.

Quand ces réglages vous semblent parfaits, vous commencez la troisième phase.

Pour ceux qui n'emploient pas la préamplification HF, réglez-vous sur une émission. Recherchez avec C₀ le maximum de déviation avec la EM84. Ce sera tout.

Pour ceux qui utilisent la préamplification HF, il leur faut, d'abord, remettre les accessoires désoudués avant réglage, à leur ancienne place. Selon le plan de câblage du compartiment HF. Cela fait, on commencera le réglage du circuit d'accord L₁-CV₁.

Mettez les CV sur une émission vers la fin de la bande FM, c'est-à-dire quand les lames mobiles des CV ne sont pas tout à fait sorties des lames fixes. Mettez les CV au maximum de déviation à la EM84. Cherchez avec C₂ à parfaire ce maximum. Ensuite mettez-vous, avec les CV, sur une émission au début de la bande FM. Cela veut dire, quand les lames mobiles sont presque à fond des lames fixes. Cherchez avec C₁ à parfaire la déviation maximum à la EM84. En répétant plusieurs fois ces opérations vous arriverez à un moment où les réglages de C₁ et C₂ seront pratiquement

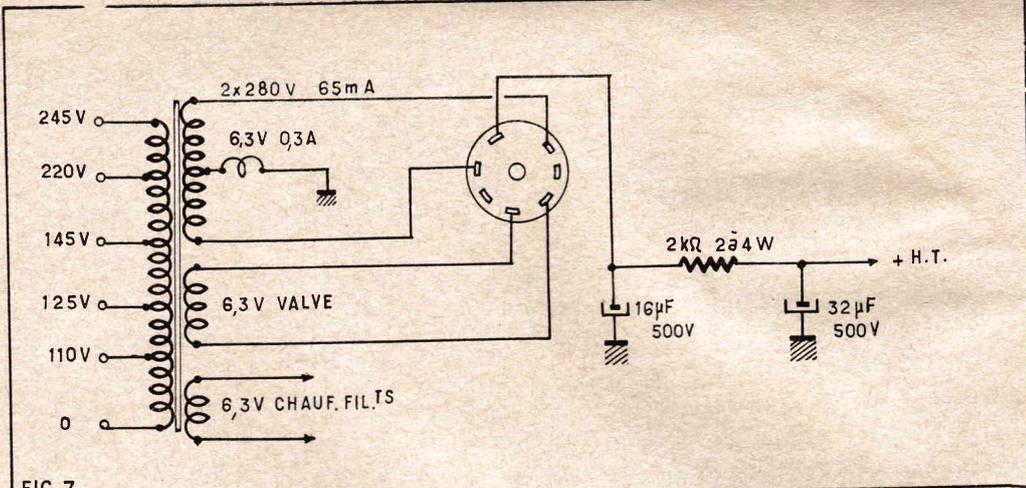


FIG. 7

les mêmes, au début de la bande qu'à la fin. Le circuit oscillant L₁ est équilibré.

Après cette troisième et dernière phase, le réglage du tuner est terminé.

Alimentation

L'alimentation de ce tuner ne devra poser aucun problème. N'importe quelle alimentation,

fournissant les 6,3 V et les 180 à 200 V en haute tension, conviendra.

La figure 7 représente l'alimentation que nous utilisons. La 6X4 n'est pas de rigueur, une EZ80 ou autre fera le même service.

R. WILSDORF.

SERVICE DÉPANNAGE

(Suite de la page 17)

D.P..., Troyes.

Comment calculer le gain d'un tube triode et celui d'un tube pentode ?

La formule pour calculer le gain d'une pentode et d'une triode est la même. Cette formule est la suivante :

$$G = \frac{K Z}{Z + r}$$

K étant le coefficient d'amplification du tube.

Z l'impédance de charge plaque.

r la résistance interne du tube.

R.C..., Relizane (Algérie).

Cherchant à obtenir des réceptions longue distance nous décrivons l'installation d'antennes qu'il projette de réaliser. Nous demandons votre avis à ce sujet.

Votre solution est bonne, il faut en effet une antenne par station. Nous vous conseillons des coaxiaux séparés et non un coaxial commun qui vous obligerait à monter des filtres difficiles à établir par un amateur n'ayant pas d'appareils de mesures.

G.S..., Bastia.

Doit-on modifier les bases de temps d'un téléviseur pour passer du 625 lignes français au 625 lignes italien.

Il n'y a aucune modification à apporter à la base de temps ligne pour passer du 625 lignes français au 625 lignes italien.

Par contre, il faut considérer que la réception du son italien se fait en modulation de fréquence alors que les récepteurs français sont prévus pour la réception en modulation d'amplitude. De plus, il faut tenir compte de la polarisation de la modulation image.

A.M..., Bois-Colombes.

Pourquoi faut-il maintenant attendre quinze à vingt minutes pour que l'écran de mon téléviseur s'illumine, lors qu'au-paravant il fallait environ une minute. A noter qu'après ce laps de temps la réception est normale.

A notre avis, la panne de votre téléviseur est due à une défectuosité de la diode de récupération, probablement une EY88. Remplacez ce tube et tout doit rentrer dans l'ordre.

Cette panne ne peut provenir ni du tube comparateur de phase, ni de la séparatrice.

P.D..., Verneuil.

Ayant réalisé un amplificateur stéréophonique 2 x 10 watts a constaté l'exis-

tance d'un assez fort ronflement. L'introduction d'une self de filtre dans l'alimentation de chaque canal a apporté une nette amélioration mais qui paraît encore insuffisante.

Nous pensons que vous avez vérifié si le réglage du potentiomètre Loto du circuit de chauffage ne fait pas disparaître ce ronflement. Voyez si ce ronflement ne provient pas du circuit de chauffage en alimentant momentanément celui-ci à l'aide d'un accumulateur. S'il en est ainsi, vérifiez si une lampe — en particulier une EF86 — ne présente pas un défaut d'isolement filament cathode.

Vérifiez si une connexion conduisant du courant alternatif ne voisine pas avec une connexion d'entrée ou de sortie d'un étage amplificateur. Vérifiez également vos points de masse. Essayez d'augmenter la valeur de la résistance de la cellule de découplage des EF86.

Il n'est pas utile de prévoir une alimentation régulée.

J.H..., Jif-sur-Yvette.

Se plaint que le transfo image et le transfo blocking de son téléviseur produisent un ronronnement perceptible à plusieurs mètres.

Le ronronnement que vous constatez soit au transfo blocking, soit au transfo image est dû à une vibration des tôles.

Ce défaut est difficile à supprimer totalement. Essayez de resserrer les tôles et, également, d'imprégner ces transfos entièrement à l'aide de bains de paraffine.

B.T..., Viroflay.

Demande s'il peut utiliser un récepteur à 9 transistors et 8 diodes prévu pour la réception de la FM, comme tuner, devant une chaîne HI-FI.

Vous pouvez parfaitement utiliser votre récepteur à transistors comme tuner devant la chaîne Hi-Fi que vous possédez. Les résultats obtenus doivent être excellents.

M. P.O..., Maisons-Alfort.

Est-ce qu'un émetteur dont la portée n'exécède pas 20 mètres peut être dispensé d'une autorisation des P. et T. ?

En principe, les seuls appareils émetteurs dispensés d'une demande d'autorisation sont ceux dont la portée ne dépasse pas les limites de la propriété personnelle où ils sont utilisés. Il semble que les 20 mètres que vous désirez couvrir peuvent être dans cette catégorie.

(Suite page 66)