

ABONNEMENTS :

Un an . . . NF 12.75
Six mois . . NF 6.50
Étranger, 1 an. NF 16.00
C. C. Postal : 259-10

radio plans

la revue du véritable amateur sans-filiste
LE DIRECTEUR DE PUBLICATION Raymond SCHALIT

**DIRECTION-
ADMINISTRATION**

ABONNEMENTS

43, r. de Dunkerque,
PARIS-X^e. Tél. : TRU 09-92

RÉPONSES A NOS LECTEURS

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 1,00 NF.

R. L..., à Périgueux.

Voudrait apporter quelques modifications au plan que nous lui avons établi. Il désire réaliser ce montage avec un transfo fournissant 310 V de haute tension et une valve 80 ?

Pour utiliser le transfo que vous possédez, il suffit d'insérer dans la ligne + HT une résistance à collier de 5.000 ohms 10 W déconnectée par un condensateur de 8 mF.

La valve 80 peut parfaitement être utilisée à la place de la 5Y3.

Il faudra ajuster la résistance à collier de façon que la HT soit 250 V.

D. D..., à Lille.

En possession de la sélection Les Antennes de Télévision voudrait remplacer la plaque de céramique par du polythène non stratifié. Il voudrait recouvrir le cuivre d'une couche d'étain ou de zinc.

On peut remplacer la plaque de céramique par du polythène non stratifié. Toutefois, la tenue à la chaleur est mauvaise. Attention au soleil d'été !

Il ne faut pas recouvrir le cuivre de zinc ou d'étain, car les courants sont superficiels. Ce serait une grosse erreur.

La puissance d'un émetteur permet de réduire l'impédance de l'antenne (qui dépend du champ).

F..., à Brest.

La durée d'écoute sera-t-elle réduite en utilisant 2 piles de lampe de poche sur le récepteur à 7 transistors.

Un ampli BF push-pull à transistors donne-t-il une bonne audition dans une auto.

Vous pouvez parfaitement utiliser pour l'alimentation d'un récepteur à 7 transistors deux piles de lampes de poche en série, cela ne doit pas réduire la durée d'écoute par rapport à une pile de 9 V courante.

Un amplificateur BF push-pull à transistors donne une audition suffisamment puissante pour l'écoute dans une automobile.

M. A..., à Saint-Sébastien-sur-Loire.

Désirant construire un récepteur à amplification directe utilisant le bloc AD47 et possédant les lampes : EF80, EBF80 et ECL80, nous demande les caractéristiques de ces derniers :

Voici les caractéristiques des tubes désirées :

Types	Chauffage	Tp	Ip	Te	Ie	Polarisation	Pente	résistance interne
EF80	6,3 V / 0,3 A	170 V	10 mA	170 V	2,5 mA	- 2 V	7,4 mA	0,5 mg
EBF80	6,3 V / 0,3 A	250 V	5 mA	85 V	1,75 mA	- 2 V	2,2 mA	1,4 mg
ECL80	6,3 V / 1 A	170 V	15 mA	170 V	2,8 mA	- 6,7 V	3,2 mA / V	0,15 mg
	triode	170 V	7,5 mA			- 3 V	7,5 mA / V	

R. I..., à Marseille.

Nous demande les relations mathématiques concernant la vitesse des signaux d'une base de temps d'un oscilloscope (période ou cycles par seconde) :

La grandeur exprimée μs représente le temps mis par le spot pour parcourir une fois la longueur du balayage, la vitesse étant le chemin parcouru dans l'unité de temps, ici la seconde est donc donnée par la longueur du balayage multiplié par une seconde, divisée par le temps d'un parcours.

Il semble dans votre exemple que la longueur du balayage est 10 cm. Vous avez donc dans le cas de 10 secondes :

$$10 \text{ cm} \times 1 = 1 \text{ cm/seconde}$$

$$10 \text{ secondes}$$

ce qui correspond bien à l'indication portée par le constructeur de l'oscilloscope.

Quant à la fréquence, elle peut se déterminer par la formule :

$$F = \frac{T}{I}$$

que vous indiquez dans votre lettre.

J. P..., à Rennes.

A construit un récepteur de télévision et ne réussit pas à éliminer les oscillations parasites qui troublent ses auditions : Il a blindé le récepteur, il a bobiné deux self de 30 spires 7/10 avec aux extrémités 2 condensateurs 0,1 reliés au blindage, mais l'élimination n'est pas totale.

Cette élimination totale est presque impossible, il faut :

- 1° Employer un transformateur à écran.
- 2° Blinder les bases de temps entièrement.
- 3° Blinder le téléviseur.
- 4° Prévoir un filtre secteur.

A. F..., à Saint-Galmier (Loire).

A réalisé l'interphone décrit dans le n° 162 de Système D et se plaint d'un sifflement et n'obtient aucun son.

Le sifflement que vous constatez est le fait d'un accrochage. Ce dernier peut être provoqué par la trop grande proximité de deux connexions, ou à une mauvaise soudure, surtout côté masse.

Il est impossible qu'un transistor soit défectueux. Il faudrait vérifier ces différents points et, certainement, vous découvririez la cause de ce mauvais fonctionnement.

H. R..., à Bruxelles.

Désireux d'acquérir un enregistreur magnétique, nous pose les questions suivantes :

— En ce qui concerne le nombre de vitesses, ceux à deux vitesses (4,75 et 9,50) sont-ils inférieurs au point de vue fidélité de sons à ceux à 3 vitesses (4,75 - 9,50 - 19) ? Quelle est l'utilité de chaque vitesse ?

— Les enregistreurs à usage personnel sont-ils autorisés, c'est-à-dire lorsque la reproduction ne se fait pas dans un lieu public ?

Plus la vitesse de défilement sur un enregistrement magnétique est grande et plus l'enregistrement est fidèle. En effet, la bande magnétique

SOMMAIRE DU N° 151 MAI 1960

Amplificateur de basse fréquence très H.F.....	25
L'amateur et les surplus le "Wavemeter Class D n° 1".....	29
Récepteur changeur de fréquence 4 lampes + la valve. (6AJ8 - 6BA6 - 6AV6 - 6BQ5 - EM81 - EZ80.....	31
Le réseau français de télévision....	43
Améliorations des réceptions TV...	47
Montage de pseudo-stéréophonie...	50
Electrophone stéréophonique. ECC83 (2) EL84 (2) EZ81.....	51
Téléviseurs à transistors.....	54
Récepteur piles secteur à transistors.	57
La lune et les météores utilisés comme relais pour les radio-transmissions.	58
Construction d'un densitomètre....	59
Nouveaux tubes pour la saison 1960..	60
L'amplification des impulsions.....	61
Super perfectionné à 8 transistors....	65

reproduisant la musique ou la parole se trouve étalée sur une plus grande longueur et ses détails son plus fouillés.

Néanmoins, cela est au détriment de la durée de l'enregistrement. On peut donc dire que l'utilité des différentes vitesses que l'on rencontre sur les enregistrements magnétiques est de permettre soit des enregistrements plus fidèles mais de plus courte durée, soit des enregistrements un peu moins fidèles mais de plus longue durée. En général, le prix des enregistreurs est fonction de leur qualité.

Les deux appareils dont vous nous soumettez les prospectus joints à votre lettre sont de très bonne qualité et il est assez difficile de faire une différence entre les deux, ces deux marques sont réputées.

Les enregistrements à usage personnel sont permis, il n'y a que dans le cas où la reproduction a lieu en public qu'il est nécessaire de demander une autorisation au producteur.

R. G..., à Castets-des-Landes.

Quelle impédance doit-on adopter pour le transfo de sortie destiné à équiper un étage amplificateur BF d'un push-pull classe AB, 250 V sur les plaques de polarisation cathodiques avec deux KT66 de marque anglaise ?

A notre avis, une impédance de 3.000 ohms conviendrait parfaitement pour charger votre push-pull.

LYON

Ouverture d'un magasin Radio-Amateur, Surplus américains.
16, rue Condé (Arrêt : PERRACHE).

BON DE RÉPONSE Radio-Plans



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

Le précédent n° a été tiré à 42.750 exemplaires
Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Charaire. Sceaux

AMPLIFICATEUR DE BASSE FRÉQUENCE TRÈS H.F.

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

L'étude qui a été faite dans le dernier numéro nous a permis de déterminer les exigences qu'il faut respecter dans l'établissement de l'amplificateur à très haute fidélité qui doit être utilisé, à la suite du récepteur pour les émissions en modulation de fréquence.

a) Pour la reproduction correcte des régimes transitoires cet amplificateur doit présenter une courbe de reproduction s'étendant depuis quelques périodes par seconde jusqu'au-delà de vingt mille périodes. C'est à cette condition que la distorsion de phase sera maintenue très basse.

b) Cet amplificateur doit pouvoir fournir une puissance assez élevée. Même si la puissance moyenne qu'on utilise est faible, il faut que l'amplificateur puisse produire une PUISSANCE INSTANTANÉE au moins dix fois plus grande sans que la distorsion atteigne des taux inacceptables. Cela suppose donc une grande réserve de puissance.

Pour une puissance moyenne de 1 à 2 W, l'amplificateur doit fournir au moins 10 W sans que la distorsion dépasse 5 %.

c) La courbe de transmission ne doit pas être horizontale ; ou, plus exactement, il faut pouvoir la modeler suivant les besoins. Cela découle du fait que la sensibilité de l'oreille ne suit pas du tout une loi linéaire. Nous avons montré, par l'examen des courbes dites ISO-PHONIQUES que la sensibilité de notre oreille variait dans un rapport dépassant un million suivant la fréquence écoutée.

Il en résulte que, si les fréquences sont bien équilibrées pour un certain niveau, toute modification de niveau entraîne la rupture de cet équilibre.

Il va sans dire que l'étude suivante est non seulement valable en modulation de fréquence, mais aussi chaque fois qu'on voudra obtenir une reproduction de très haute qualité ; télévision, reproduction des disques, etc...

Puisque nous cherchons à déterminer les éléments d'un amplificateur aussi fidèle que possible ; aucune hésitation n'est permise : il faut adopter un montage symétrique.

Mais la question se pose immédiatement de savoir quels sont les tubes électroniques qu'il convient d'utiliser.

Tubes triodes.

Dans le fonctionnement normal, les tubes triodes de puissance produisent surtout des harmoniques de rang pair : 2, 4 etc... et, surtout, l'harmonique 2.

En revanche, les tubes pentodes de puissance utilisés dans les conditions de rendement maximum, produisent un taux important d'harmonique 3.

Montage symétrique.

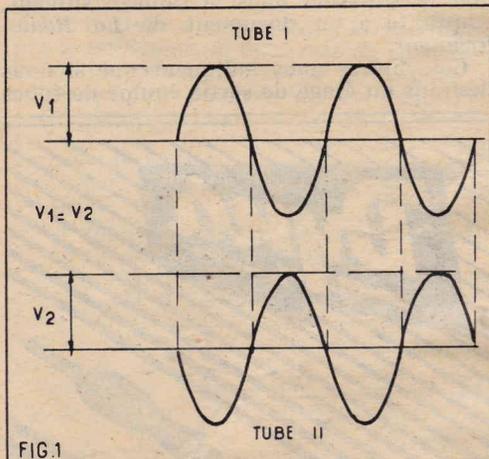


FIG. 1. — Les deux tubes de puissance de l'amplificateur symétrique doivent recevoir des tensions d'entrée égales (V_1 et V_2) et rigoureusement déphasée de 180° , ou, comme on dit encore : en opposition de phase.

Quand on veut réaliser un amplificateur qui soit puissant et fidèle on est automatiquement amené à prévoir un étage de sortie symétrique ou si l'on préfère parler anglais « push-pull ». Nous en avons déjà expliqué le principe dans les colonnes de *Radio-Plans*, aussi nous bornerons-nous à citer l'essentiel.

Les deux tubes de sortie reçoivent deux tensions égales, mais déphasées de 180° (fig. 1). On peut admettre pour l'instant que ces deux tensions sont fournies par le transformateur d'entrée à prise médiane T.

Les tensions de sortie fournies par les deux tubes amplificateurs L1 et L2 sont elles-mêmes en opposition de phase. On les recombine dans le transformateur T2 dont l'enroulement primaire est à prise médiane.

Tout cela peut sembler bien compliqué. Mais il est certain que le résultat obtenu en vaut la peine. Rappelons les principaux avantages qu'apporte le montage symétrique (fig. 2).

- Annulation des harmoniques de rangs pairs.
- Absence de courant continu magnétisant dans le transformateur de sortie.
- Facilité de découplage. En effet, quand le fonctionnement est prévu en classe A, les composantes alternatives, en opposition de phase s'annulent. Il devient inutile de placer un condensateur en parallèle avec R (fig. 2). Les couplages par les circuits d'alimentation sont ainsi évités.
- Les ronflements parasites dus à des défauts de filtrage sont en opposition de phase à la sortie et sont ainsi éliminés. On peut donc se contenter d'un filtrage beaucoup plus sommaire.

Il résulte de tout cela que l'on peut constituer des amplificateurs symétriques fournissant, pour les mêmes tubes, une puissance beaucoup plus grande, avec une distorsion beaucoup plus faible.

FIG. 2. — Schéma de principe d'un amplificateur symétrique (ou push pull). Les courants magnétisants annulent leur action dans le transformateur T. D'autre part, les composantes alternatives s'annulent aussi bien dans la résistance R_k que dans le circuit d'alimentation anodique commun aux deux tubes.

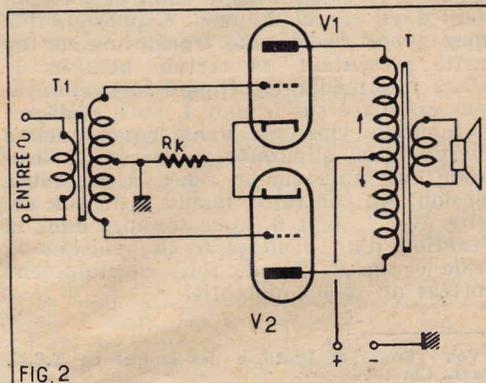


FIG. 2

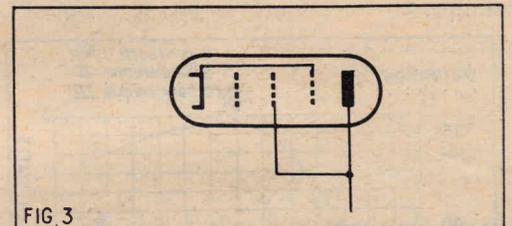


FIG. 3

FIG. 3. — On transforme facilement un tube pentode de puissance en un tube triode de puissance en réalisant, sur le support de lampe les connexions indiquées ci-dessus, c'est-à-dire en reliant directement la grille écran à l'anode.

Or, le montage symétrique n'amène l'annulation que des harmoniques de rang pair. On peut donc facilement prévoir que la réalisation d'un amplificateur symétrique à triodes de puissance présentera un taux de distorsion extrêmement faible. De plus, la construction du transformateur de sortie est facilitée par le fait que la résistance interne des tubes est faible. Mais où trouver des tubes de puissance ? Les constructeurs semblent avoir complètement abandonné leur fabrication...

De ce côté, il n'y a aucune difficulté. On peut obtenir d'excellents tubes triodes de puissance en connectant la grille écran g_2 directement à l'anode (fig. 3). Ainsi, par exemple, deux tubes EL84 ou 6BQ5 connectés de la manière précédente peuvent, sous 300 V, fournir une puissance utile de 5 W avec une distorsion légèrement inférieure à 1 %.

L'inconvénient de l'emploi des triodes est leur faible sensibilité et leur faible rendement. Il faut donc prévoir une tension d'attaque notablement plus élevée. Or, dans ces conditions, il est possible que la tension d'attaque comporte déjà un certain taux de distorsion.

Le rendement est très faible. Dans l'exemple précédent la dissipation anodique de l'étage est de l'ordre de 20 W pour 1 W utile (en moyenne).

Enfin, la faible sensibilité rend difficile l'emploi d'un fort taux de contre-réaction...

Si l'on admet, avant tout, la fidélité de reproduction et que la question du rendement soit considérée comme négligeable, on peut entreprendre la construction d'un amplificateur à triodes. Mais deux tubes EL84 donnent alors une puissance insuf-

(1) Voir les Nos 142 et suivants de *Radio-Plans*.

fisante. On peut se proposer de prendre des tubes EL34 sous 400 V, qui fourniront 15 W, avec une distorsion inférieure à 1 %. Cette solution sera, évidemment, assez coûteuse... mais donne une qualité de reproduction exceptionnellement bonne.

Tubes pentodes.

Avec des tubes pentodes, la sensibilité est très supérieure et, d'autre part, le rendement peut atteindre des valeurs importantes, même si le taux de distorsion admissible est très faible. Deux tubes EL84, pouvant dissiper 24 W au total fournissent une puissance utile d'environ 15 W. Toutefois, la distorsion est alors assez notablement supérieure à 2 %.

On peut ramener ce taux au-dessous de 1 % par l'application d'une contre-réaction suffisante. Ici, il n'y a aucun inconvénient parce qu'on dispose de réserves de puissance et de sensibilité considérables.

On améliore l'amplificateur symétrique en choisissant les paramètres de fonctionnement de telle sorte que les tubes produisent surtout des harmoniques pairs et un minimum d'harmonique 3.

Les courbes de la figure 4 illustrent cette possibilité. Ces graphiques donnent les taux de distorsion, pour une puissance de 3 W, en fonction de l'impédance de charge d'un tube pentode utilisé en montage simple.

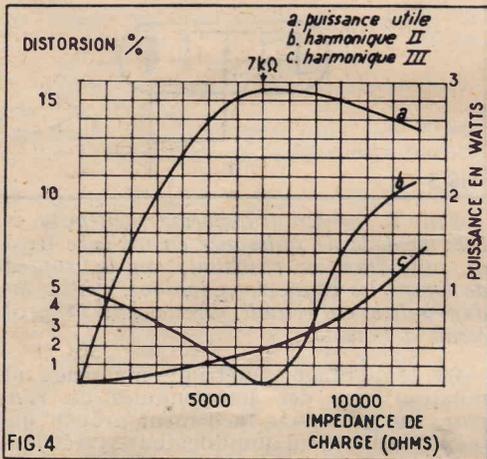


FIG. 4. — En diminuant l'impédance de charge d'un tube pentode on réduit la distorsion par harmonique III et l'on fait apparaître la distorsion par harmonique II. Or, ce dernier est éliminé par le montage symétrique. Il est donc intéressant, dans un montage symétrique utilisant des tubes pentodes, de faire en sorte que l'impédance de travail de chaque tube soit assez faible, même si l'on sacrifie ainsi quelque peu le rendement.

D'autre part, nous avons également tracé sur le même graphique, la courbe de puissance utile, pour une distorsion de 2 %, en fonction de l'impédance de charge.

Le point normal de fonctionnement correspond à la charge dite « optimale » de 7.000 Ω. Dans ces conditions, la distorsion de 2 % est représentée exclusivement par l'harmonique III.

On voit immédiatement, qu'en diminuant la valeur de l'impédance de charge, jusqu'à 4.000 Ω, par exemple, le taux d'harmonique III sera d'environ 1 %.

Celui de l'harmonique III, sera dans ces conditions de 3,5 %. Mais cela n'a aucune importance, si le tube est utilisé dans un montage symétrique.

Nous payerons cette modification par le fait que le tube ne pourra plus fournir qu'une puissance de 2 W au lieu de 3.

Mais ce n'est qu'une apparence. La réduction de l'harmonique III nous permettra d'augmenter cette puissance.

Ou tubes hybrides.

Il est bien facile de montrer (1) que l'application d'un taux de contre-réaction croissant à un tube pentode équivaut à transformer progressivement ses caractéristiques de pentode en caractéristiques de triode...

Dans ces conditions, n'est-il pas préférable d'utiliser directement de véritables tubes triodes ? Non, car, en réalité les courbes qui apportent la contre-réaction sont des courbes presque idéales, beaucoup plus droites que celles d'une lampe triode réelle.

Cette transformation des caractéristiques peut s'obtenir de bien des manières dif-

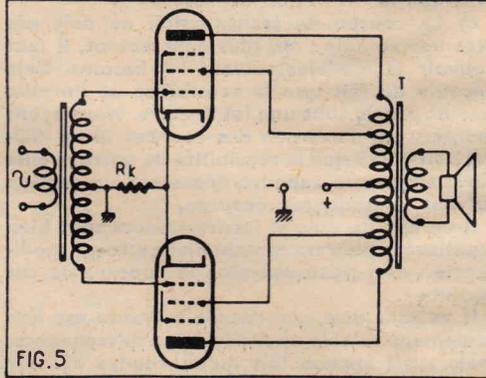


FIG. 5. — Plutôt que d'appliquer à ce montage le terme « ultra-linéaire » qui ne veut absolument rien dire, car il n'y a pas d'ultra-droite, il serait préférable de l'appeler : montage à charge répartie ou à contre-réaction d'écran.

férentes. La mode actuelle est au montage dit *ultra-linéaire*. En fait, il serait plus logique de l'appeler montage à charge répartie, car, en fait l'impédance de charge est répartie entre l'anode et l'écran.

Le montage classique est représenté sur la figure 5. On voit immédiatement qu'il se traduit par l'application d'une contre-réaction sur l'écran du tube. En disposant judicieusement la prise d'alimentation de l'écran on peut conserver la plupart des qualités du montage pentode, tout en recueillant une grande partie des avantages que fournirait l'emploi d'un tube triode.

Par exemple, en appliquant 43 % de la tension d'anode à 8 la grille écran, on peut obtenir une puissance de 10 W modulés de deux tubes EL84 avec une distorsion d'environ 0,9 %.

Sans prise d'écran, la distorsion dépasserait 2 % dans les mêmes conditions.

La réduction de la puissance utile est donc assez faible.

Transformation des tubes.

On peut dire que l'adoption du montage à charge répartie, en ultralinéaire correspond à l'emploi de tubes électroniques qui ne seraient ni des tubes triodes, ni des tubes pentodes. Il s'agirait d'une espèce inconnue de tubes hybrides.

Pour s'en convaincre, il suffit de jeter un coup d'œil sur la figure 6. Supposons que nous ayons réalisé un transformateur de sortie présentant un certain nombre de prises intermédiaires. Quand le commutateur est placé sur le plot I, nous réalisons le montage classique dans lequel aucune charge n'est appliquée à l'écran. L'électrode est directement reliée à la haute tension. Au contraire, quand la liaison est faite avec le plot 6, nous sommes dans la situation d'un montage triode, puisque la grille écran et l'anode sont constamment portées au même potentiel.

Voir Théorie et Pratique des lampes en T.S.N. par L. Chrétien.

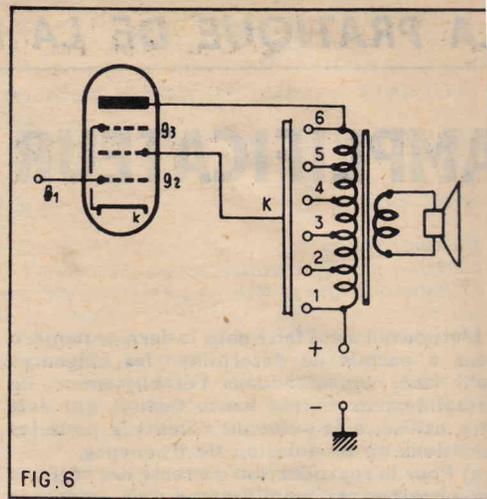


FIG. 6. — Quand le commutateur K est sur le plot 1, il s'agit d'un montage classique à tube pentode. Quand il est sur le plot 6... il s'agit d'un tube triode. Sur les autres plots, on peut dire qu'il s'agit d'un tube hybride...

Ainsi, les plots intermédiaires correspondent au passage progressif d'un tube triode à un tube pentode... On peut donc justement prétendre qu'il s'agit d'un tube « hybride ».

Résumons la discussion.

Avant d'aller plus loin il nous semble utile de faire le point. Nous pouvons résumer la situation dans le tableau suivant, emprunté à un document de *La Radio-technique*.

Ces chiffres nous indiquent que si nous désirons un étage de sortie équipé de tubes




FER A SOUDER

AVEC PRISE DE MASSE

- LONGUE DURÉE
- CHAUFFAGE RAPIDE
- TOUTES PIÈCES INTERCHANGEABLES
- CONSTRUIT POUR DURER

30 ans d'expérience

Demandez Notice FS 14

36, av. Gambetta,
PARIS - 20^e - ROQ. 03-02

triodes, il faut choisir les tubes EL34, qui peuvent dissiper 25 W par tube. Pour la puissance de 10 W dont nous avons besoin, la distorsion sera très faible : 0,5 %, et nous pourrions nous contenter d'un faible taux de contre-réaction.

théorie est l'emploi d'un transformateur d'attaque à prise médiane.

La réalisation d'un transformateur fonctionnant idéalement entre quelques hertz et 20 kHz n'est pas impossible. Mais il faudrait y mettre un prix extrêmement

caractéristiques des deux branches ne seront pas identiques. De plus, tout étage supplémentaire provoque nécessairement une rotation de phase aux deux extrémités de la gamme reproduite. On s'apercevra de cet inconvénient en réalisant la boucle de contre-réaction de l'amplificateur. Dès qu'on voudra utiliser un taux de réaction élevé, on constatera une tendance à l'instabilité, particulièrement du côté des fréquences très basses (motor-boating). Il faudra donc soit réduire le taux de réaction, soit diminuer volontairement le gain de l'amplificateur dans la région des fréquences très basses.

Enfin, il est certain que le tube V2, même s'il n'amplifie pas, apporte sa contribution aux bruits parasites : souffle, rorlements, etc...

Le déphaseur cathodyne.

Le déphaseur cathodyne, presque exclusivement utilisé naguère, se prête à de nombreuses variantes. Nous donnons un exemple sur la figure 8. Les deux résistances R4 et R5 étant égales on trouve des tensions égales et en opposition de phase aux deux points P et K. Le diviseur de tension R2, R3 a pour fonction de ramener le potentiel de grille à la valeur normale car la résistance R4 apporterait une polarisation excessive si la grille était directement reliée à la masse.

Il faut bien comprendre le fonctionnement du montage. En fait, il existe une très forte contre-réaction apportée par la présence de R4 dans le circuit de cathode. Le taux de contre-réaction est d'ailleurs bien facile à calculer. C'est évidemment R4/(R4+R5) et comme R5 est égale à R4 ce taux est de 1/2 ou 50 %. Il en résulte que le gain maximum que peut fournir l'étage, inverse du taux de réaction, est de 2.

Cela veut dire, pratiquement, que si nous introduisons 1 V à l'entrée, entre grille et masse, nous retrouverons, tout au plus 1 V entre les extrémités R4 et 1 V entre les extrémités de R5. En pratique, nous trouverons d'ailleurs une tension légèrement plus faible. La faiblesse de ce gain est un des principaux reproches que l'on peut faire au montage cathodyne. On peut immédiatement remarquer que la situation est exactement la même pour le montage paraphase. Le tube V2 (fig. 7) ne fournit aucun gain.

Pour que la symétrie se conserve jusqu'aux fréquences les plus élevées, il faut

Modèle de tubes	Schéma adopté	Conditions d'utilisation					Distorsion totale en %			
		Triodes	Va V	Vg ₂ V	R kΩ	Raa kΩ	Rg ₂	5 W	10 W	15 W
2 tubes EL84	(g ₂ reliée à l'anode)		300		150	10		1		
	Ultralinéaire 20 %		300	300	270	6,6	»	0,8	1	1,5
	Ultralinéaire 43 %		300	300	270	8	»	0,7	0,9	
	Pentodes		300	300	270			1,5	2	2

Modèles des tubes	Schéma adopté	Conditions d'utilisation					Distorsion totale en %				
		Triodes	Va V	Vg ₂ V	R kΩ	Raa kΩ	Rg ₂	10 W	14 W	20 W	30 W
2 tubes EL34	Ultralinéaire 43 %		400	400	10	10		0,5	0,7		
	Pentodes		400	400	470	6,6	1 000	0,6	0,7	0,8	1
			375	375	130	3,4	470	1,5	1,9	2,5	3,6

Si, plus modestement, nous constituons un étage symétrique avec les deux EL84, beaucoup plus courants, nous utiliserons le montage à charge répartie. Nous pourrions alors adopter la contre-réaction.

L'étage déphaseur.

Pour que l'étage de sortie symétrique fonctionne correctement, il est indispensable que les deux tubes reçoivent des tensions égales et en opposition de phase. La méthode la plus simple — du moins en

élevé. En fait, on n'utilise le transformateur que lorsqu'on ne peut pas faire autrement : dans le montage en classe AB2 ou en classe B, par exemple. L'existence d'un courant de grille rend les autres systèmes de couplage inutilisables.

Les autres procédés de déphasage mettent en jeu les propriétés des tubes électroniques. Il en existe un grand nombre, des bons et des mauvais. Mais quel est donc le meilleur ? C'est ce que nous allons nous efforcer de déterminer.

Montages dits « paraphases ».

Entre les tensions d'entrée et de sortie d'un tube amplificateur couplé par résistance, il existe précisément un déphasage de 180°. On peut utiliser cette propriété pour obtenir nos deux tensions d'attaque. Toutefois, en général, un tube produit une certaine amplification. Il faut donc s'arranger pour que le gain produit par l'étage supplémentaire soit ramené à l'unité. C'est le principe du montage paraphase.

Nous donnons un exemple de ce montage sur la figure 7. La tension d'entrée est appliquée à la grille du premier élément du tube 12 AX7. Le gain en tension obtenu est d'environ 50. Supposons que la tension d'entrée soit de 0,1 V. La tension disponible au point P sera donc de 5 V. Cette tension sert de tension d'attaque au premier tube de puissance T.

Mais on voit que les deux résistances R6 et R7 constituent un diviseur de tension. Il existe précisément un rapport de 50 entre R6 + R7 et R7.

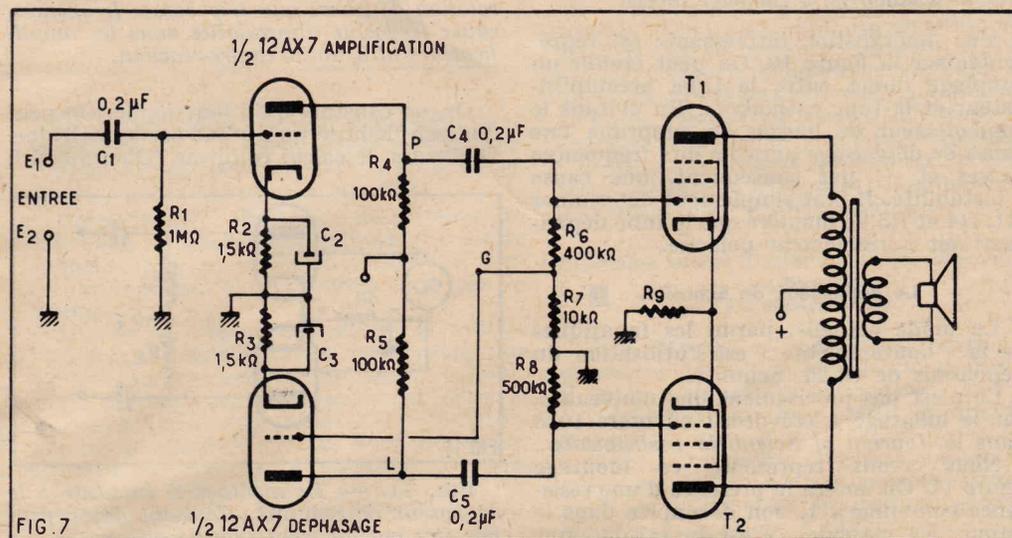
Ainsi la tension disponible en G sera de 1/50 soit 0,1 V. C'est cette tension qui est appliquée à la grille du tube V2. Le gain de cet élément étant justement le même que celui de V1 on trouve, au point L, la même tension qu'au point P, mais avec un déphasage de 180°, apporté précisément par V2.

L'inconvénient de ce montage, c'est qu'il est à peu près impossible de le rendre parfaitement symétrique pour toutes les fré-

quences. Il est bien facile d'en comprendre les raisons.

Dans la branche T2 du montage symétrique, il y a un étage de plus que dans la branche T1, c'est précisément l'étage de déphasage V2. Or, un étage apporte inégalement une atténuation du côté des fréquences basses et une atténuation du côté des fréquences élevées. Il en résulte que les

FIG. 7. — Principe de montage « paraphase ». Le tube V2 est réglé pour fournir un gain égale à 1. Il n'amplifie pas, mais inverse simplement la phase.



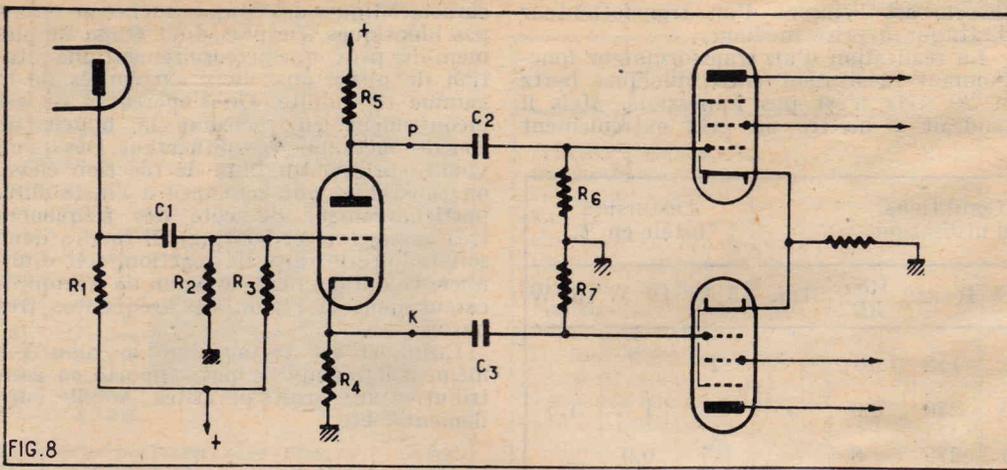


FIG. 8. — Le montage déphaseur cathodyne. Un montage passé de mode. Il est cependant aussi intéressant que les montages préconisés aujourd'hui par les fanatiques de la « Hi-Fi ».

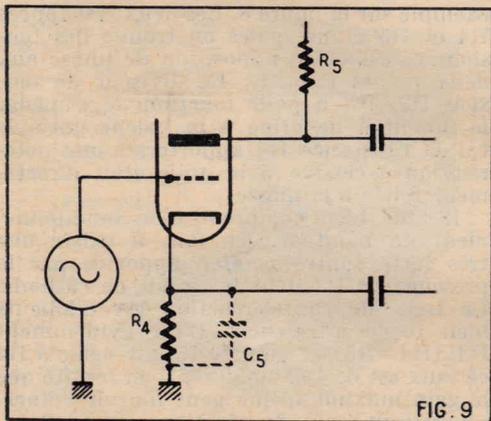


FIG. 9. — Pour que l'inévitable capacité C5 n'apporte pas une dissymétrie (due à la réaction), il faut que sa réactance demeure très grande par rapport à R4 pour toutes les fréquences utiles.

que la réactance de la capacité parasite C5 (égale à $1/C\omega$) demeure grande par rapport à R4. Il faut donc choisir une valeur relativement faible pour R4.

Mais le principal reproche que l'on peut adresser au procédé, c'est que l'impédance interne des sources qui alimentent les deux branches n'est pas la même.

Ce défaut est plus théorique que réel. On pourrait d'ailleurs assez facilement équilibrer les deux branches. L'expérience montre le plus souvent que ce n'est pas nécessaire.

Cathodyne à couplage direct.

Une modification intéressante est représentée sur la figure 10. On peut établir un couplage direct entre le tube préamplificateur et le tube cathodyne. En évitant le condensateur de liaison on supprime une cause de déphasage parasite aux fréquences basses et — par conséquent, une cause d'instabilité. Il faut simplement déterminer R1, R4 et R5 de manière que le tube déphaseur soit normalement polarisé.

Le déphaseur de Schmitt. ■

La mode actuelle, parmi les fanatiques de la « haute fidélité » est l'utilisation du déphaseur de O. H. Schmitt.

Ce n'est pas précisément une nouveauté, car le montage a été décrit en mars 1938 dans le *Journal of Scientific Instruments*...

Nous avons représenté ce montage figure 11. On notera la présence d'une résistance commune R1, non découplée dans le retour des cathodes. C'est la raison pour

laquelle ce montage est encore appelé parfois « montage à couplage cathodique ».

Le fonctionnement est facile à comprendre. Admettons que le potentiel de grille du tube V1 soit croissant. Il en résulte une augmentation du courant d'anode. Ce courant traverse R1. En conséquence, la différence de potentiel entre les extrémités de R1 est croissante. Mais cette différence de potentiel est appliquée entre cathode et grille du tube V2. En conséquence, le courant anodique de V2 est décroissant. Il varie donc bien en opposition de phase avec le courant de V1.

On peut reprocher à ce montage de ne pas fournir deux tensions égales. Il n'est pas besoin pour cela de faire de longs calculs. En effet, si les tensions fournies par V1 et V2 étaient égales et en opposition de phase, elles s'annuleraient exactement dans la résistance R1 et... le montage n'aurait alors plus aucune raison de fonctionner !

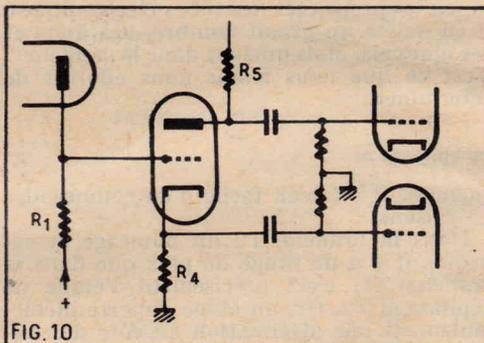


FIG. 10. — Le cathodyne à couplage direct présente l'avantage de ne pas provoquer une rotation de phase aux très basses fréquences, cause fréquente d'instabilité dans les amplificateurs utilisant la contre-réaction.

Or, on constate qu'il fonctionne. On peut donc en déduire qu'il n'est pas symétrique. D'ailleurs, le calcul confirme (Dieu merci !)

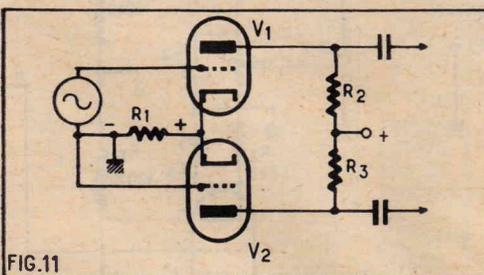


FIG. 11. — Le montage à la mode : le déphaseur de Schmitt. Ce montage ne peut pas être parfaitement symétrique...

ce résultat acquis par le bon sens. On peut démontrer que les deux tensions sont dans le rapport :

$$1 + \frac{e + R}{(k + 1) R1}$$

e résistance interne du tube, k coefficient d'amplification, la symétrie est d'autant meilleure que :

e et R sont plus petits, k et R1 sont plus grands.

En pratique, cela conduit à choisir un tube à très forte pente (la pente est égale à k/e) et à prendre la résistance cathodique aussi grande que possible.

Il est d'ailleurs possible d'obtenir un gain égal dans les deux branches. Il suffit pour cela de modifier dans le rapport voulu les deux résistances R2 et R3 des circuits d'anode.

Mais on peut alors faire au montage le même reproche qu'au cathodyne : les deux branches ne présentent plus la même impédance interne...

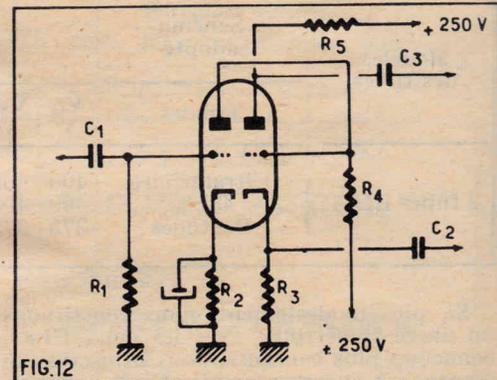


FIG. 12. — Ce montage cathodyne fournit sur gain très supérieur au déphaseur de Schmitt.

De plus, le fait de prendre des valeurs différentes pour les résistances modifie nécessairement la caractéristique de fréquence et de phase des deux branches.

Quel est le meilleur montage ?

On reproche au montage cathodyne de ne fournir aucun gain, par branche de déphasage. Mais on oublie de préciser qu'il n'utilise qu'un seul élément triode. On le compare avec le déphaseur de Schmitt lequel emploie deux tubes identiques.

La comparaison n'a donc aucune valeur. Si nous employons par exemple, un tube ECC83 ou 12 AX7 en déphaseur de Schmitt nous obtiendrions un gain (pour une branche de l'ordre de 25. Mais si, avec le même tube, nous réalisons le montage de la figure 12 qui est un déphaseur cathodyne, précédé d'un étage d'amplification nous obtiendrions très facilement un gain dépassant 60. La distorsion sera légèrement supérieure avec ce dernier montage. Mais, à égalité de distorsion, l'avantage sera encore du côté du cathodyne.

Dans le cas du déphaseur de Schmitt, nous aurons l'inconvénient d'un manque de symétrie. Dans l'autre cas, d'une différence dans les impédances internes.

On peut donc conclure, que c'est bien une question de mode, ou de goût, qui fera pencher la balance d'un côté plutôt que de l'autre.

En fait, l'amplificateur que nous présenterons aux lecteurs de *Radio-plans* sera prévu avec les deux variantes.

Dans le prochain article, nous étudierons la question de la correction de la courbe de réponse et celle de la contre-réaction.

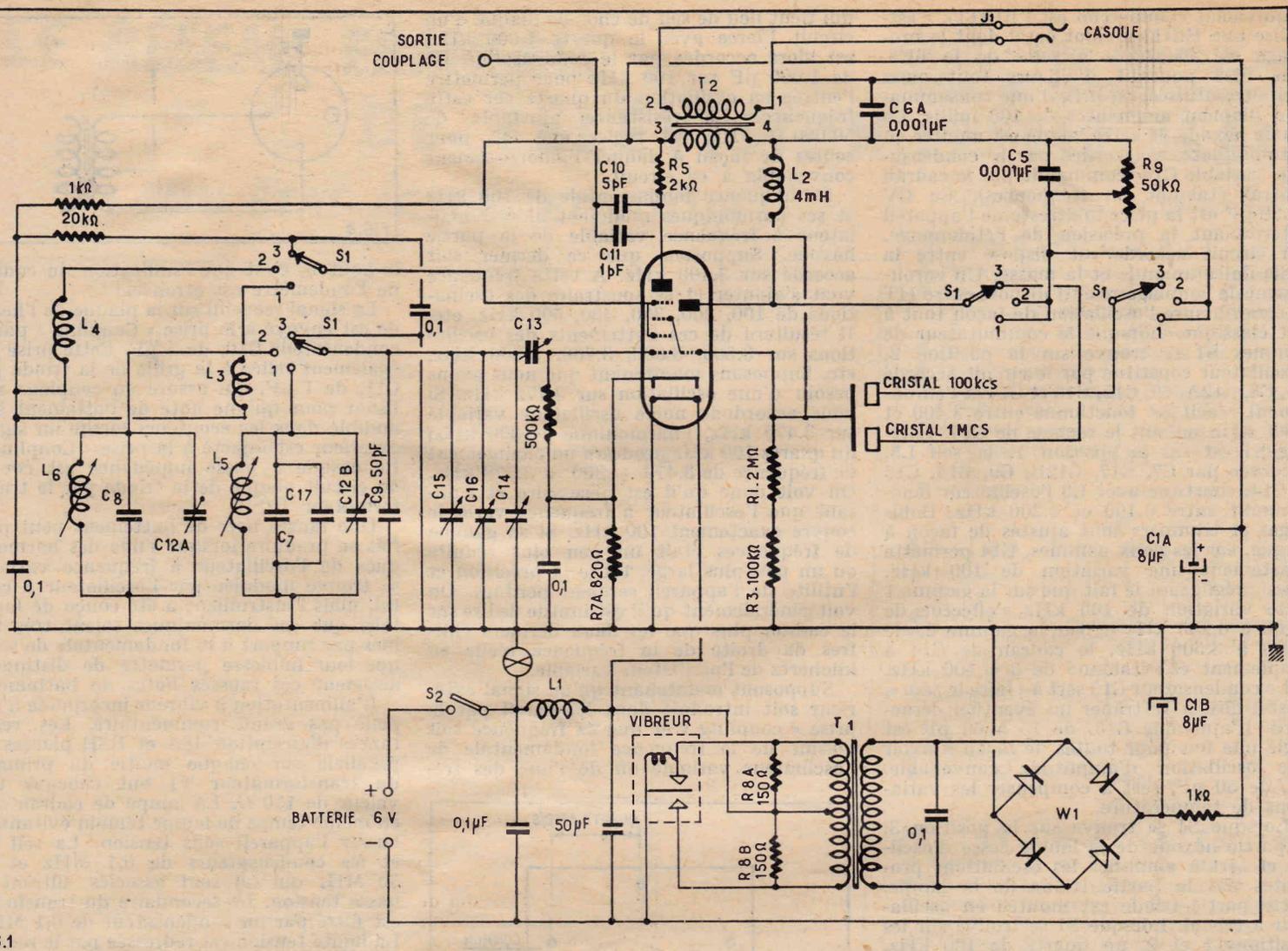


FIG.1

L'AMATEUR ET LES SURPLUS

“ LE WAVEMETER CLASS D N° 1 ”

par J. NAEPELS

Les surplus offrent une profusion d'appareils de mesure dont les plus connus, tel le fameux fréquencesmètre BC-221, ont acquis une réputation telle qu'il est devenu impossible de se les procurer autrement qu'à des prix prohibitifs. Les autres ne sont cependant pas à négliger pour autant.

Le « Wavemeter Class D N° 1 » de l'armée britannique, bien qu'en aucune façon comparable au BC-221, est un petit appareil fort intéressant conçu pour permettre l'accord des émetteurs aussi bien que des récepteurs sur des fréquences précises, pour vérifier l'étalonnage de ces appareils et pour déterminer la fréquence exacte d'un signal reçu. En dépit de son appellation de « wavemeter » (ondemètre), évoquant irrésistiblement le classique ondemètre à absorption, cet ondemètre-hétérodyne s'apparente plutôt aux fréquencesmètres, tant par sa conception que par ses possibilités. Cependant, alors que ces derniers permettent la lecture directe des fréquences, il ne permet d'en lire que les deux derniers chiffres de droite (dizaines de kilohertz), mais ce, avec une précision de plus ou moins 2 kHz. Il demande donc à être utilisé en même

temps qu'un récepteur ou un émetteur dont l'étalonnage est exact à 100 kHz, ou pour éviter tout risque d'erreur, à 50 kHz près. Supposons en effet que la fréquence lue sur son cadran soit 25 kHz et qu'un récepteur auxiliaire — qui peut être celui dont on veut préciser l'étalonnage — indique que la fréquence est comprise entre 7.100 kHz et 7.200 kHz, on en déduit que la fréquence exacte est de 7.125 kHz. La complication n'est pas grande étant donné que lorsqu'on se sert d'un tel appareil ou d'un véritable fréquencesmètre, on a toujours sous la main soit un récepteur, soit un émetteur ou un générateur HF, quelconque et qu'il est bien rare que l'erreur d'étalonnage de ces appareils dépasse quelques dizaines de kilohertz.

Les possibilités d'utilisation du WM Class D ne sont naturellement pas comparables à celles d'un BC-221. Il ne permet la détermination exacte des fréquences qu'entre 1.900 kHz et 8.000 kHz (158 m à 37,5 m), et cela en deux gammes : 1.900 à 4.000 kHz et 4.000 à 8.000 kHz. Il est cependant très intéressant pour un amateur de pouvoir déterminer avec précision les fréquences

comprises entre ces limites englobant les bandes des 80 et des 40 m. Nous pensons notamment à l'étalonnage des VFO's.

Le WM Classe D comporte en outre un oscillateur à cristal 1.000 kHz fournissant des fréquences repères espacées d'un mégacycle et utilisables jusqu'à 25 MHz. Ces fréquences cristal servent à déterminer les grosses erreurs d'étalonnage au-delà de 8.000 MHz.

Une autre caractéristique intéressante du WM Class D est son alimentation. Instrument destiné à être utilisé en campagne, l'appareil s'alimente entièrement sur la batterie de bord (6 V) d'un véhicule automobile, qui assure non seulement le chauffage de son unique tube et de la lampe témoin éclairant son cadran, mais lui fournit aussi la haute tension nécessaire grâce à une petite alimentation à vibreur et à redresseur oxy métal incorporée. La consommation de l'appareil est de 1,1 A sous 6 V. Voilà qui ne doit pas déplaire aux amateurs de « mobile » et de « Field Day » !

La figure 1 montre le schéma fort simple de l'appareil. La lampe utilisée est une triode-hexode ARTH ou CV 1317, dont

l'équivalent commercial est l'ECH35, c'est-à-dire une ECH3 à culot octal dont le brochage est identique à celui de la 6E8. Une 6E8 pourrait d'ailleurs tout aussi bien être utilisée, au prix d'une consommation filamment augmentée de 100 millis. La partie hexode de cette lampe est montée en auto-oscillatrice accordée par le condensateur variable C14 (commandé par le cadran central étalonné en fréquences). Ce CV de 20 pF est la pièce maîtresse de l'appareil déterminant la précision de l'étalonnage. Un circuit accordé est disposé entre la grille de commande et la masse. Un enroulement de couplage réactif disposé entre HT et écran assure l'oscillation de façon tout à fait classique. Lorsque le commutateur de gammes SI se trouve sur la position 2, l'oscillateur constitué par le circuit accordé L6, C8, C12A, 69, C15, C16 et C14 et l'enroulement réactif L4 fonctionne entre 3.400 et 3.500 kHz suivant le réglage de C14. Lorsque SI est sur la position 1, la self L5, accordée par C7, C17, C12B, C9, C15, C16 et C14, constitue avec L3 l'oscillateur fonctionnant entre 6.100 et 6.200 kHz. Bobinages et trimmers sont ajustés de façon à ce que, sur les deux gammes, C14 permette exactement une variation de 100 kHz. Aussi, négligeant le fait que sur la gamme 1 cette variation de 100 kHz s'effectue de 6.100 à 6.200 kHz et sur la gamme 2, de 3.400 à 3.500 kHz, le cadran de C14 a simplement été étalonné de 0 à 100 kHz.

Le condensateur C15 sert à « faire le zéro », c'est-à-dire à rattraper un éventuel désaccord. L'ajustable C13, de 15 à 60 pF est réglé une fois pour toutes de façon à avoir une oscillation d'amplitude convenable. C9, de 50 pF, sert à compenser les variations de température.

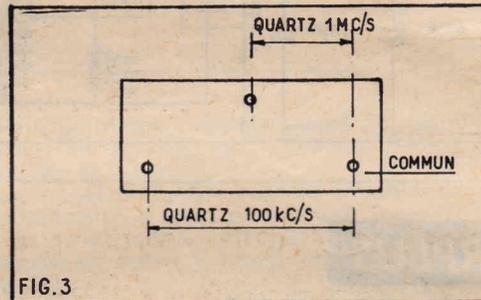
Lorsque SI se trouve sur la position 3, la partie hexode de la lampe cesse d'osciller et sert à amplifier les oscillations produites par la partie triode de la lampe. Cette partie triode est montée en oscillateur à cristal. Lorsque SI se trouve sur les positions 1 et 2, un quartz de 100 kHz, X1, est branché entre grille et plaque. Par contre, lorsque SI est sur la position 3, c'est un cristal de 1.000 kHz, X2, qui est mis en service et dont l'oscillation est amplifiée par la partie hexode.

L'amplitude des oscillations de la partie triode est telle que la production d'harmoniques est très généreuse. Nous avons déjà mentionné que celles du quartz 1.000 kHz sont telles qu'elles fournissent des points de repère sur les récepteurs jusqu'à 25 MHz. Les harmoniques sont également très fortes lorsque le quartz 100 kHz est en service, sur les positions 1 et 2. La self L2, de 4 mH,

qui tient lieu de self de choc de plaque d'un circuit Pierce avec le quartz 1.000 kHz, est alors accordée par le condensateur C5 de 1.000 pF sur 100 kHz pour permettre l'entrée en oscillation du quartz sur cette fréquence. La résistance ajustable de 50.000 Ω , R9, est réglée une fois pour toutes de façon à donner l'amortissement convenable à ce circuit.

La fréquence fondamentale de 100 kHz et ses harmoniques modulent alors l'oscillateur à fréquence variable de la partie hexode. Supposons que ce dernier soit accordé sur 3.400 kHz. A cette fréquence vont s'ajouter et se soustraire des oscillations de 100, 200, 300, 400, 500 kHz, etc. Il résultera de ces battements des oscillations sur 3.500, 3.600, 3.700, 3.800 kHz, etc. Supposons maintenant que nous ayons besoin d'une oscillation sur 3.779 kHz. Si nous accordons notre oscillateur variable sur 3.479 kHz, l'harmonique 3 (300 kHz) du quartz 100 kHz produira un changement de fréquence de $3.479 + 300 = 3.779$ kHz. On voit donc qu'il est nécessaire et suffisant que l'oscillateur à fréquence variable couvre exactement 100 kHz. Si sa gamme de fréquences était un peu plus réduite ou un peu plus large, toute la précision et l'utilité de l'appareil seraient perdues. On voit généralement qu'il est inutile de lire sur le cadran plus que les deux derniers chiffres de droite de la fréquence réelle en kilohertz de l'oscillateur variable.

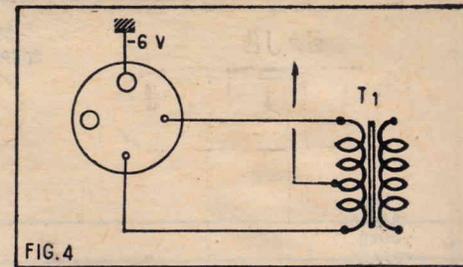
Supposons maintenant qu'un signal extérieur soit introduit dans l'appareil par la prise « coupling » et que sa fréquence soit voisine de la fréquence fondamentale de l'oscillateur variable ou de l'une des fré-



quences de battement résultant du mélange avec les harmoniques de l'oscillateur 100 kHz. En branchant dans le jack J1 un casque d'écouteurs à basse impédance, on doit entendre une note de battement. On fait alors le battement zéro (creux du sifflement) et lit sur le cadran une certaine fréquence, mettons 25 kHz. Cela n'indique que les deux derniers chiffres de la fréquence reçue, mais cette dernière peut alors être facilement déterminée avec un récepteur même pas très précis, ou en se basant sur l'étalonnage sommaire de l'émetteur en essais.

■ Le casque sert également à vérifier le propre étalonnage de l'ondemètre. En effet, lorsque le cadran de ce dernier est près de la graduation 0, ou de la graduation 100, il se produit un battement audible avec l'oscillateur 100 kHz.

■ Maintenant, lorsqu'on mesure un signal, surtout s'il est très puissant, il se peut que ce signal produise directement un battement avec l'oscillateur 100 kHz, s'il est voisin de l'une des harmoniques de ce dernier. Pour lever un tel doute, on appuie alors sur le bouton poussoir « Check », à gauche de l'instrument (fig. 2). Ce bouton fait varier la capacité du condensateur variable spécial C16, de 35 pF, ce qui modifie la fréquence de l'oscillateur variable. Si en appuyant sur le bouton la note audible varie, c'est que l'on a bien le battement du signal extérieur avec la résultante des deux oscillations locales. Par contre, si la note ne varie pas lorsque l'on pres-



le bouton, c'est que l'indication du cadran de l'ondemètre est erronée.

Le signal recueilli sur la plaque de l'hexode est envoyé à la prise « Coupling » par le condensateur C10, de 5 pF. Cette prise est également reliée à la grille de la triode par C11, de 1 pF, qui assure un couplage suffisant pour qu'une note de battement soit audible dans les écouteurs lorsqu'un signal extérieur est injecté à la prise « Coupling ». Le casque à basse impédance est couplé au circuit plaque de la triode par le transformateur T2.

Une fausse note de battement peut parfois se produire lorsque l'une des harmoniques de l'oscillateur à fréquence variable se trouve modulée par l'oscillateur à cristal, mais l'instrument a été conçu de façon telle que ces harmoniques soient très faibles par rapport à la fondamentale de sorte que leur faiblesse permette de distinguer aisément ces fausses notes de battement.

L'alimentation à vibreur incorporée n'appelle pas grand commentaire. Les résistances d'absorption 48A et R8B placées en parallèle sur chaque moitié du primaire du transformateur T1 ont chacune une valeur de 150 Ω . La lampe de cadran sert en même temps de lampe témoin évitant de laisser l'appareil sous tension. La self L1 et les condensateurs de 0,1 MHz et de 50 MHz qui lui sont associés, filtrent la basse tension. Le secondaire du transformateur T2 est filtré par un condensateur de 0,1 MHz. La haute tension est redressée par le redresseur sec en pont W1 et filtrée par une résistance de 1.000 Ω et deux condensateurs de 8 mF.

Les deux quartz, de 100 et de 1.000 kHz se trouvent rassemblés dans un seul bloc à trois broches, dont l'une commune aux deux cristaux. La figure 3 montre la correspondance des broches, vues de dessous. A titre indicatif, ce bloc de deux quartz porte dans la nomenclature militaire britannique la numérotation « ZA 13327 ». De même, le pont de redresseurs au séléniure W1 est le « ZA 13328 », et le vibreur est le « Vibrator N° 2, ZA 6779 ». La figure 4 donne le brochage du vibreur, vu de dessous.

J. NAEPELS.

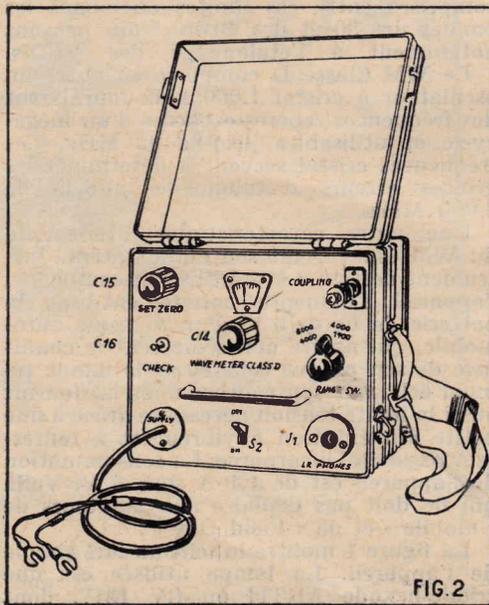


FIG. 2

DANS LE N° 27
DES SÉLECTIONS DE SYSTÈME "D"

LA SOUDURE ÉLECTRIQUE

VOUS TROUVEREZ LA DESCRIPTION
D'UN POSTE A SOUDURE
FONCTIONNEMENT PAR POINTS
ET DE 3 POSTES A ARC

PRIX : 0,60 NF

Ajoutez 0,10 NF pour frais d'expédition et adressez commande à la SOCIÉTÉ PARISIENNE D'ÉDITION, 43, rue de Dunkerque, PARIS-Xe, par versement à notre compte chèque postal PARIS 259-10 en utilisant la partie "correspondance" de la formule du chèque. Ou demandez-la à votre marchand habituel qui vous la procurera.

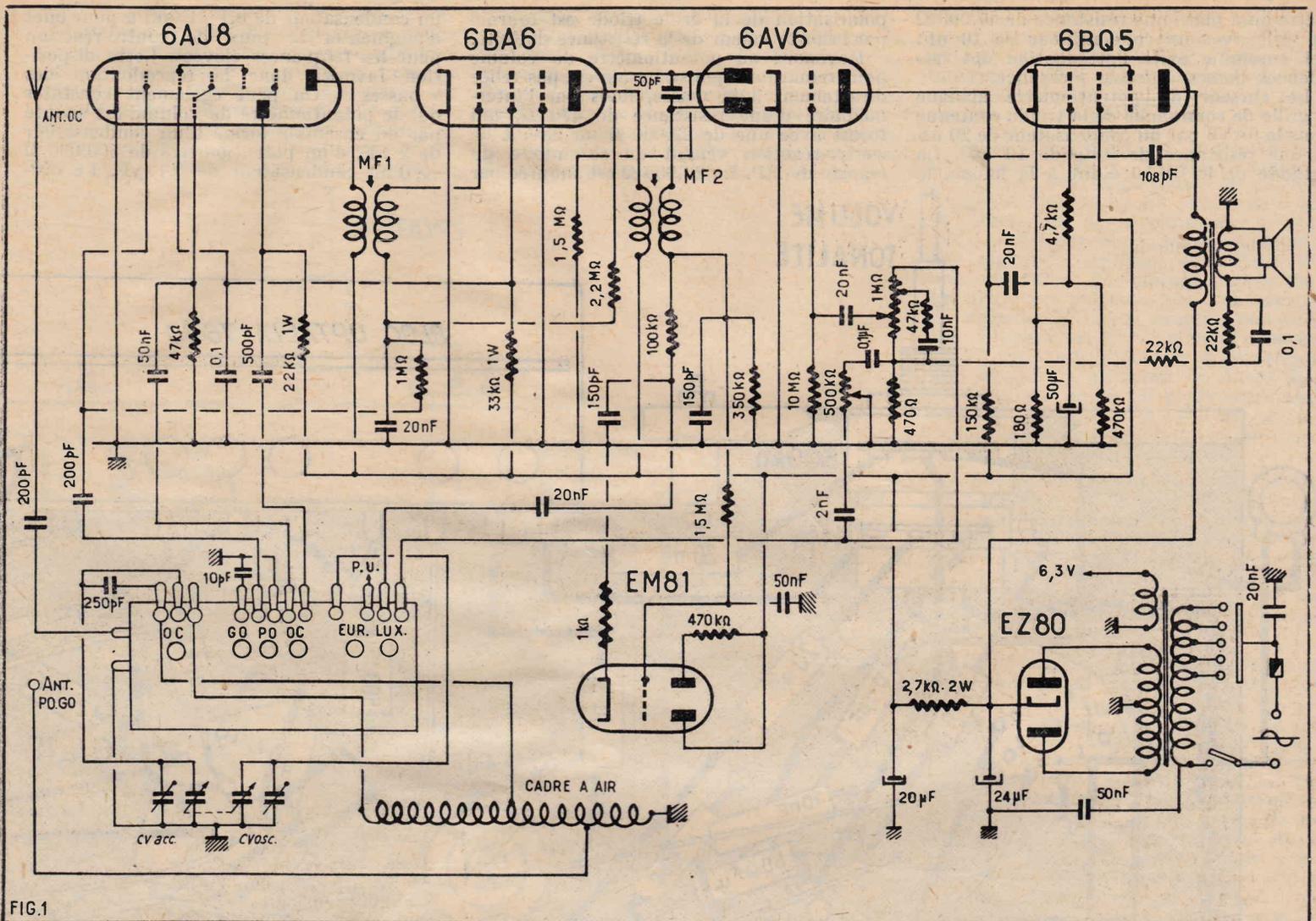


FIG. 1

UN RÉCEPTEUR CHANGEUR DE FRÉQUENCE ÉQUIPÉ DE 4 LAMPES + LA VALVE ET L'INDICATEUR D'ACCORD

Ce récepteur à alimentation « alternatif » a comme principale particularité d'être équipé avec un bloc de bobinages, permettant la réception de deux stations préréglées : Radio-Luxembourg et Europe N° 1. Ce bloc à clavier possède en plus de celles destinées à la commutation ordinaire, deux touches marquées LUX et EUR. En enfonçant l'une ou l'autre de ces touches on substitue au CV des condensateurs de valeurs bien déterminées qui accordent immédiatement le récepteur sur la station correspondante. Cette disposition évite la recherche par la manœuvre du condensateur variable.

Signalons que l'ampli BF est muni de circuits de contre-réaction destinés à obtenir une reproduction aussi fidèle que possible.

Le schéma (fig. 1).

Nous voyons qu'il comporte un étage changeur de fréquence, un étage amplificateur MF, un étage détecteur préamplificateur BF et un étage de puissance. Examinons-les successivement.

L'étage changeur de fréquence est équipé par une heptode triode 6AJ8, à laquelle sont associés un cadre à air et un bloc Optalix 7670. Le schéma montre le bloc sous sa forme réelle. Le cadre sert de collecteur d'ondes pour les gammes PO et GO. On peut cependant lui adjoindre une antenne, une prise étant prévue à cet effet. Pour les gammes précitées, les enroulements du cadre forment avec une cage du CV le circuit accordé d'entrée. En gam-

mes OC et BE ces enroulements sont remplacés par un bobinage approprié contenu dans le bloc. Dans ce cas, il faut nécessairement utiliser une antenne. La prise correspondante est reliée au bloc par un condensateur de 200 pF. Les bobinages oscillateurs pour les différentes gammes sont contenus dans le bloc. Ils sont accouplés par la seconde cage du CV, lequel fait 2×490 pF.

La liaison entre le circuit d'entrée et la grille de commande de l'heptode modulatrice se fait par un condensateur de 200 pF. La tension de VCA est amenée à cette électrode par une résistance de fuite de 1 M Ω . La grille écran de l'heptode est alimentée en commun avec celle de la lampe MF. La tension requise est obtenue par une résistance de 33.000 Ω 1 W découplée par un condensateur de 0,1 μ F.

La triode de la 6AJ8 sert à produire l'oscillation locale. Sa grille est reliée à l'enroulement accordé du bobinage oscillateur par un condensateur de 50 pF et une résistance de fuite de 47.000 Ω . Sa plaque est réunie à l'enroulement d'entretien par un condensateur de 500 pF. Elle est alimentée à travers une résistance de 22.000 Ω 1 W.

Remarquons que la cathode de la 6AJ8 est à la masse.

La liaison entre le circuit plaque de l'heptode modulatrice et la grille de commande de la lampe MF se fait par un transformateur MF accordé sur 455 kHz.

La lampe MF qui est une 6BA6 a aussi sa cathode à la masse, ainsi que sa troisième grille. La tension de VCA est appliquée à la grille à travers le secondaire du transfo MF. La ligne VCA contient une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 2,2 M Ω et d'un condensateur de 20 nF.

Un second transformateur MF accordé sur 455 kHz appliqué à une des diodes d'une 6VA6 le signal MF amplifié recueilli dans le circuit plaque de la 6BA6. Cette diode assure la détection. Le signal est également appliqué par un condensateur de 50 pF à la seconde diode de la 6VA6, qui produit la tension VCA aux bornes d'une résistance de 1,5 M Ω placée entre elle et la masse.

La tension BF issue de la détection apparaît aux bornes d'une résistance de 350.000 Ω shuntée par un condensateur de 150 pF. Elle est épurée des résidus HF par une cellule de blocage composée d'une résistance de 100.000 Ω et d'un condensateur de 150 pF. A travers un condensateur de 20 nF, cette tension est transmise au sommet du potentiomètre de volume contrôle. La liaison entre le condensateur et le potentiomètre se fait par l'intermédiaire du commutateur Radio-PU contenu dans le bloc de bobinage, et qu'en position PU supprime cette liaison et branche la prise PU aux bornes du potentiomètre. Ce potentiomètre a une valeur totale de 1 M Ω et possède une prise fixe à 100.000 Ω . Entre cette prise et la base du potenti-

mètre on a placé une résistance de 47.000 Ω en série avec un condensateur de 10 nF. Cet ensemble évite l'atténuation des fréquences basses à faible puissance.

Le curseur du potentiomètre attaque la grille de commande de la triode contenue dans la 6AV6 par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 10 M Ω . La cathode de la 6VA6 étant à la masse, la

polarisation de la grille triode est fournie par la forte valeur de la résistance de fuite.

Revenons au potentiomètre de volume pour remarquer que sa base n'est pas reliée directement à la masse, mais par l'intermédiaire d'une résistance de 470 Ω , qui forme avec une de 22.000 Ω un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de HP. La 22.000 Ω est shuntée par

un condensateur de 0,1 μ F qui a pour effet d'augmenter le taux de contre-réaction pour les fréquences élevées. Cette disposition favorise donc la reproduction des « basses ». On peut également constater que le potentiomètre de volume est shunté par un ensemble formé d'un condensateur de 2 nF, d'un potentiomètre de 500.000 Ω et d'un condensateur de 0,1 μ F. Le cur

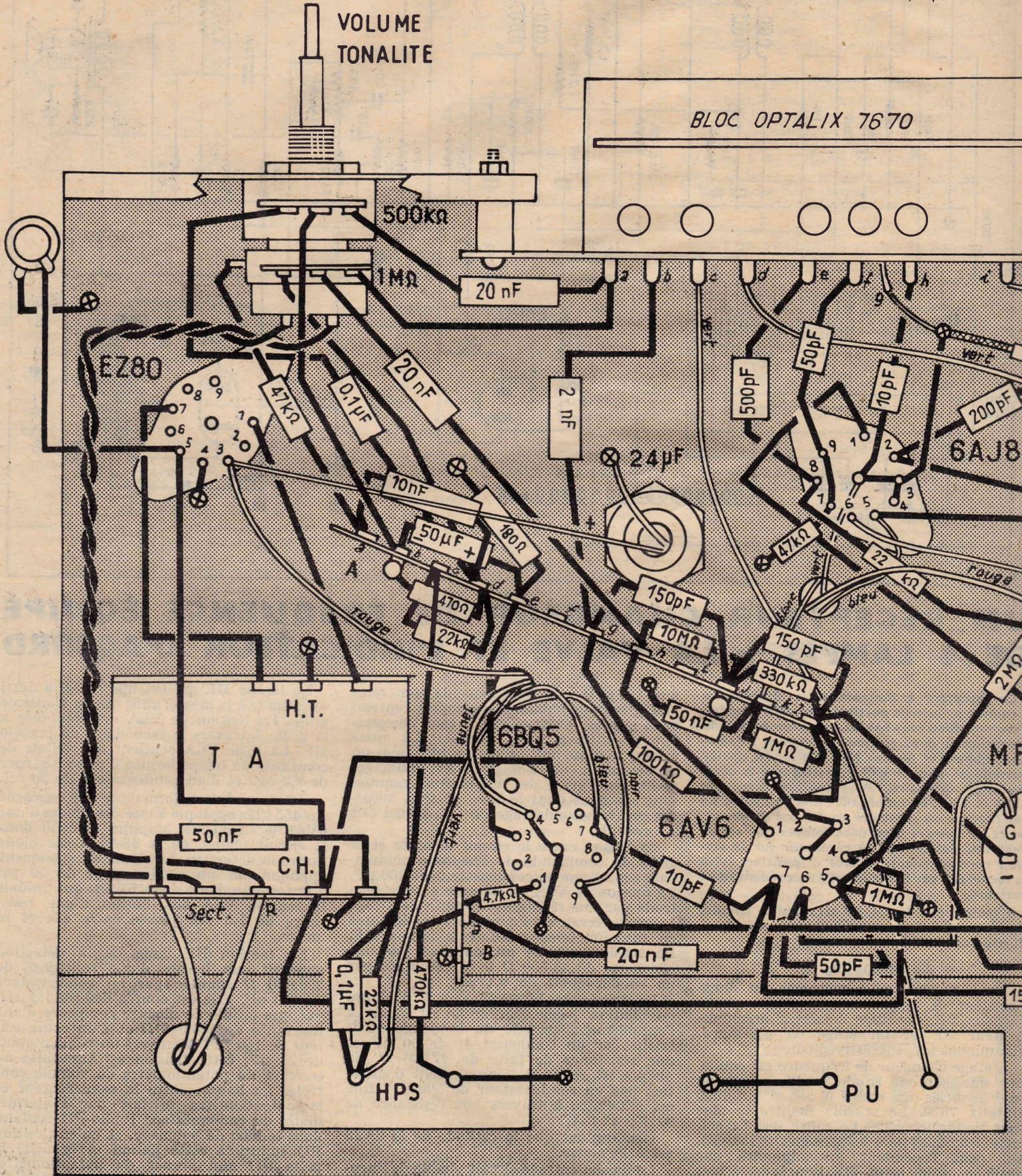


FIG.2 SECTEUR

seur du potentiomètre de 500.000Ω est à la masse. Cet ensemble constitue le dispositif de contrôle de tonalité. Son fonctionnement peut s'expliquer simplement. Lorsque le curseur du potentiomètre est tourné du côté du condensateur de 2 nF , ce dernier dérive vers la masse les composantes à fréquences élevées du signal BF, on obtient donc une tonalité grave. Au contraire,

lorsque ce curseur est tourné vers le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$, ce dernier shunte la résistance de 470Ω du circuit de contre-réaction. Cela a pour effet de réduire le taux de contre-réaction pour les fréquences les plus élevées et par conséquent de favoriser leur amplification. En même temps, le condensateur de 2 nF ayant en série avec lui la résistance totale du potentiomètre

n'a plus d'effet. On obtient dans cette position une tonalité « aiguë ». Il est évident que pour toutes les positions intermédiaires du curseur on obtient une variation de tonalité progressive allant de « grave » à « l'aigu ».

Le circuit plaque de la triode 6BQ5 qui équipe l'étage préamplificateur est chargé par une résistance de 150.000Ω . La liaison entre ce circuit plaque et la commande de la lampe de puissance 6BQ5 se fait par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 470.000Ω et une résistance de blocage de 4.700Ω . La 6BQ5 est polarisée par une résistance de cathode de 180Ω shuntée par 50 nF . Elle actionne un HP à aimant permanent de 17 cm dont le transfo d'adaptation a une impédance primaire de 7.000Ω et un condensateur de 10 pF placé entre plaque 6BQ5 et plaque 6AV6 constitue un autre circuit de contre-réaction qui réduit l'amplification des fréquences aiguës.

L'indicateur d'accord est un EM8 qui est polarisé par une résistance de cathode de 1.000Ω . Sa tension de commande est fournie par la composante continue du signal BF détecté. Cette tension est appliquée à sa grille par l'intermédiaire d'une cellule de constante de temps formée d'une résistance de $1,5 \text{ M}\Omega$ et d'un condensateur de 50 nF .

L'alimentation se compose d'un transformateur de $65 \mu\text{A}$, d'une valve 6X4 pour le redressement de la HT et d'une cellule de filtrage. Cette dernière est constituée par une résistance de 2.700Ω et un condensateur électrochimique d'entrée de $24 \mu\text{F}$ et un de sortie de $20 \mu\text{F}$. Le transformateur ne possède qu'un enroulement de chauffage qui sert pour toutes les lampes y compris la valve. Un côté du primaire de ce transfo est découplé vers la masse par un condensateur de 50 nF .

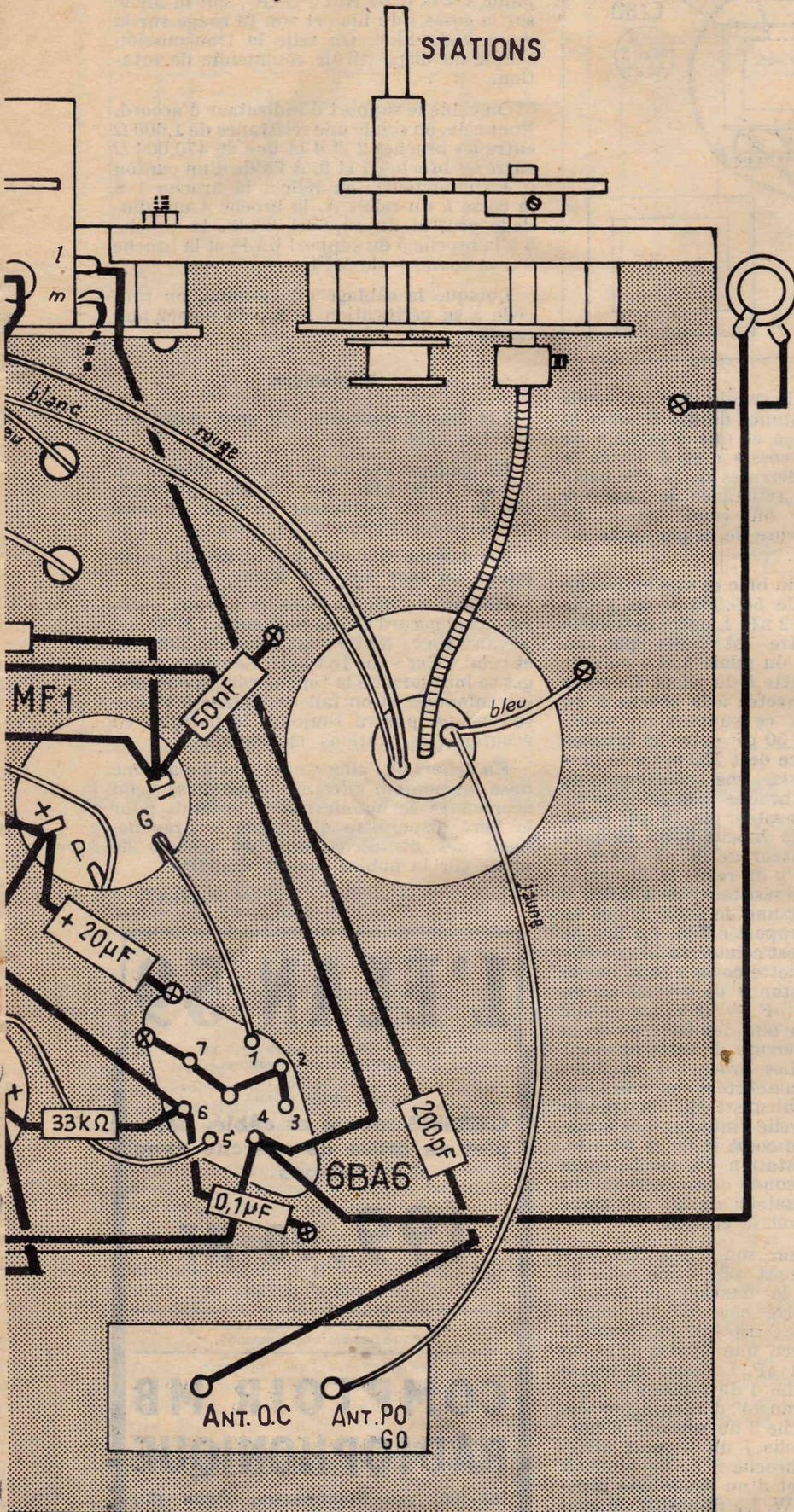
Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Sur le châssis métallique de forme rectangulaire on commence par fixer les supports de lampes, les plaquettes antennes, l'HP et le relais A. Sur la face avant du châssis monte le potentiomètre double à interrupteur. Cette face avant comporte un bouton en Isorel pour le HP, le CV et son cadran et le dispositif d'orientation du curseur. Elle est dotée d'une partie en retrait dans laquelle on fixe le bloc de bobinage.

Sur le dessus du châssis, on dispose deux transfos MF, le condensateur électrochimique $24 \mu\text{F}$ et le transfo d'alimentation.

Lorsque toutes ces pièces sont en place on exécute le câblage. On relie au châssis la fourchette du CV et la cosse *g* du bloc. La cosse *m* du bloc est réunie à la cosse *l* de l'axe du CV (fil jaune). Une cage de câblage est connectée à la cosse *d* du bloc et l'autre à la cosse *j*.

Sur le support de 6AJ8 on relie au châssis le blindage central et les broches 3 et 4. Sur le support 6BA6 on agit de même avec le blindage central et les broches 2, 3 et 4. On relie également au châssis : le blindage central et les broches 2 et 3 du support 6AV6, le blindage central et la broche 4 du support 6BQ5, la broche 4 du support EZ80. On relie encore au châssis le milieu de l'enroulement HT du transformateur d'alimentation et un côté de l'enroulement « CH ». Avec du fil de câblage isolé on relie l'autre côté de cet enroulement à la broche 5 du support 6BQ5 à la broche 5 du support EZ80 et à la broche 4 du support 6AV6. Cette dernière est connectée à la broche 4 du support 6BA6, laquelle est connectée à la broche 5 du support 6AJ8. Toujours avec du fil de câblage isolé on connecte ensemble la broche 9 du sup



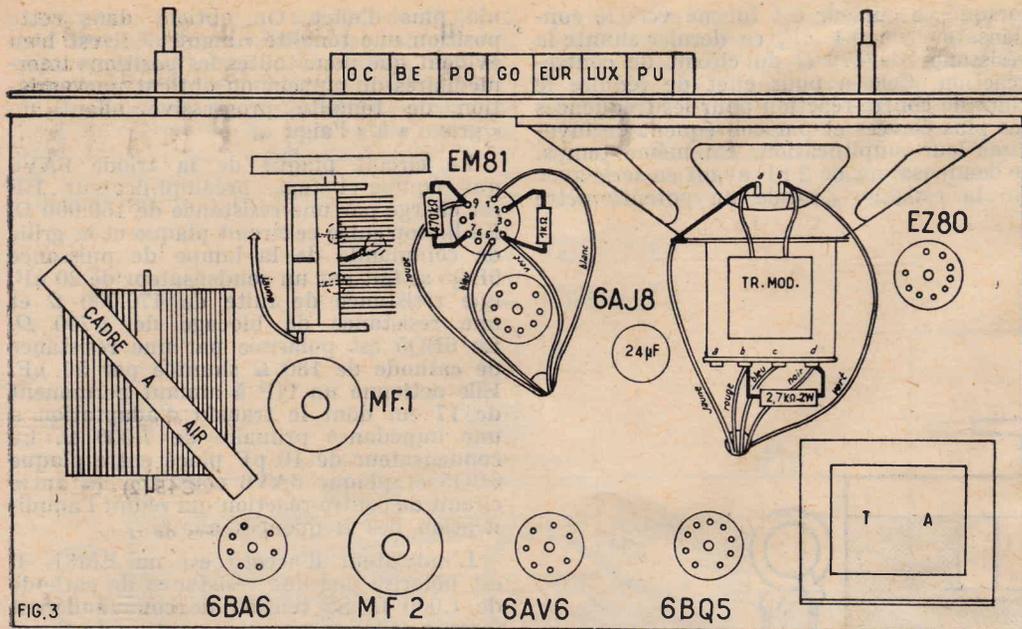


FIG. 3

6BQ5, les cosses + des deux transfos MF. Pour MF1 on soude le fil P sur la broche 6 du support 6AJ8 et le fil G sur la broche 1 du support 6BA6. Pour MF2 on soude le fil P sur la broche 5 du support 6BA6 et le fil G sur la broche 6 du support 6AV6. Ces fils seront coupés de manière à être aussi courts que possible. Avec du fil de câblage on relie la broche 8 du support 6AJ8 à la broche 6 du support 6BA6.

On relie la cosse l du bloc à la prise Ant OC par un condensateur de 200 pF. Entre les cosses j et k du bloc on dispose un condensateur de 250 pF. On soude un condensateur de 10 pF entre la cosse h du bloc et le blindage central du support 6AJ8. Sur ce support on réunit les broches 7 et 9, on soude : un condensateur de 200 pF entre la broche 2 et la cosse k du bloc, un condensateur de 50 pF entre la broche 9 et la cosse f du bloc, un condensateur de 500 pF entre la broche 8 et la cosse e du bloc, une résistance de 47.000 Ω entre la broche 7 et le châssis, une résistance de 22.000 Ω 1 W entre la broche 8 et la cosse + de MF1, une résistance de 1 M Ω entre la broche 2 et la cosse - de MF1. Sur la cosse + de MF1 on soude le pôle positif d'un condensateur électrochimique de 20 μ F 280 V. Le pôle négatif de ce condensateur est soudé au châssis. Entre la cosse - de MF1 et le châssis on dispose un condensateur de 50 nF ; entre cette cosse - et la broche 5 du support 6AV6 on soude une résistance de 2 M Ω . Sur la broche 6 du support 6BA6 on soude une résistance de 33.000 Ω 1 W qui va à la cosse + de MF2 et un condensateur de 0,1 μ F dont l'autre fil est soudé au châssis.

La cosse - de MF2 est reliée à la cosse l du relais A. Sur ce relais on soude : une résistance de 330.000 Ω et un condensateur de 150 pF entre la cosse l et la patte j, une résistance de 1 M Ω entre les cosses k et j, un condensateur de 50 nF entre la cosse k et le châssis, une résistance de 100.000 Ω entre les cosses g et l, un condensateur de 150 pF entre les cosses g et j, une résistance de 10 M Ω entre les cosses h et j. On relie la cosse g du relais à la cosse b du bloc par un condensateur de 20 nF. La cosse a du bloc est reliée à une extrémité du potentiomètre de 1 M Ω dont l'autre extrémité est connectée à la cosse d du relais A. Entre le curseur de ce potentiomètre et la cosse h du relais on soude un condensateur de 20 nF. Entre la prise fixe du potentiomètre et la cosse a du relais on soude une résistance de 47.000 Ω . On dispose un condensateur de 10 nF entre

les cosses a et c du relais. Sur ce relais on soude : une résistance de 470 Ω entre la cosse d et la patte b et une résistance de 22.000 Ω entre les cosses c et d. Entre la cosse c et une des ferrures de la plaquette HPS on soude une résistance de 22.000 Ω en parallèle avec un condensateur de 0,1 μ F. L'autre ferrure de la plaquette est reliée au châssis.

Entre la cosse a du bloc et une extrémité du potentiomètre de 500.000 Ω on soude un condensateur de 2 nF. L'autre extrémité de ce potentiomètre est reliée par un 0,1 μ F à la cosse d du relais A. Le curseur est connecté à la patte b du relais. La cosse h du relais est connectée à la broche 1 du support 6AV6. Sur ce support on soude un condensateur de 50 pF entre les broches 5 et 6, une résistance de 1 M Ω entre la broche 5 et le châssis, une résistance de 150.000 Ω entre la broche 7 et la cosse + de MF1, un condensateur de 10 pF entre cette broche 7 et la broche 7 du support 6BQ5, un condensateur de 20 nF entre la broche 7 et la cosse a du relais B. Sur cette cosse a on soude une résistance de 470.000 Ω qui va au châssis et une de 4.700 Ω qui va à la broche 1 du support 6BQ5. La broche 3 du support 6BQ5 est connectée à la cosse e du relais A. Entre cette cosse e et la masse on soude une résistance de 180 Ω et un condensateur de 50 μ F - 50 V. La cosse c du bloc est reliée à une des ferrures de la prise PU. L'autre ferrure de cette prise est reliée au châssis. Les broches 1 et 7 du support EZ80 sont connectées chacune à une extrémité de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. On relie l'interrupteur à une cosse secteur et à la cosse R de ce transfo. Le cordon d'alimentation est soudé entre la cosse R et la seconde cosse secteur. On dispose un condensateur de 50 nF entre cette cosse secteur et le châssis.

On fixe le HP sur son baffle. Un côté de la bobine mobile est relié à une cosse de masse prévue sur la fixation du transfo d'adaptation. L'autre côté de la bobine mobile est relié à la ferrure de la plaquette HPS qui a déjà reçu une 22.000 Ω et un condensateur de 0,1 μ F. La cosse de masse est reliée à la broche 4 du support 6 BQ5. La cosse b du transfo d'adaptation est connectée à la broche 3 du support EZ80 ; la cosse c à la broche 7 du support 6BQ5 et la cosse d à la broche 9 de ce support. Entre les cosses b et d on soude une résistance de 2.700 Ω 2 W. Le fil positif du condensateur électrochimique de 24 μ F est soudé sur la broche 3 du support EZ80 et son fil négatif au châssis.

Une des cosses d'un des supports d'ampoule cadran est soudée au châssis et l'autre reliée à la broche 5 du support EZ80. L'autre support d'ampoule cadran a une de ces cosses reliée au châssis et l'autre à la broche du support 6BA6.

On fixe le cadre sur le dessus du châssis. Son fil bleu est soudé au châssis, son fil jaune sur la prise Ant PO-GO, son fil blanc sur la cosse i du bloc et son fil rouge sur la cosse k du bloc. On relie la transmission souple au dispositif de commande de rotation.

On câble le support d'indicateur d'accord. Pour cela, on soude une résistance de 1.000 Ω entre les broches 2 et 4 et une de 470.000 Ω entre les broches 7 et 9. A l'aide d'un cordon à 4 conducteurs, on relie : la broche 1 à la cosse k du relais A, la broche 4 au blindage central du support 6AJ8, la broche 5 à la broche 5 du support 6AJ8 et la broche 9 à la cosse + de MF1.

Lorsque le câblage est terminé, on procède à sa vérification avant de passer aux essais.

Alignement.

Les transformateurs MF sont retouchés sur 455 kHz.

En gamme PO on règle les trimmers du CV sur 1.400 kHz. Sur 574 kHz on retouche le noyau oscillateur du bloc et celui du bobinage d'appoint du cadre.

En gamme GO on règle le noyau oscillateur du bloc sur 200 kHz.

En gamme BE on règle les noyaux oscillateurs et accord OC du bloc sur 6,1 MHz. Le noyau « Lux » du bloc est réglé sur 234 kHz et celui « Eur » sur 185 kHz. Ces deux réglages se font lorsque la touche correspondante est enfoncée. Si on fait ce réglage à l'hétérodyne on pourra toujours le parfaire en écoutant les stations elles-mêmes.

En dehors de l'alignement, il n'y a aucune mise au point à effectuer. Toutefois, si un accrochage se manifestait, il suffirait pour le faire disparaître d'inverser le branchement des fils secondaires du transfo de sortie sur la bobine mobile du HP.

A. BARAT.

L'ÉLAN 59

(décrit ci-contre
(et représenté en couverture.)
est vendu
au prix spécial suivant :

CHASSIS monté et câblé, complet en ordre de marche avec lampes

199.00 NF

(frais d'envoi : 10.00 NF)

Expéditions immédiates
contre mandat à la commande.

COMPTOIR MB RADIOPHONIQUE

158-160, rue Montmartre, Paris (2^e)
(en face de la rue Saint-Marco). Métro : Bourse.
C.C.P. PARIS 443.39

RÉCEPTEUR PILES-SECT

transfos MF sont accordés sur 450 kHz. A la prise inférieure de ce secondaire aboutissent une résistance de 5.600 Ω venant du sommet du potentiomètre de volume une 100.000 Ω venant de la ligne - 9 V, un condensateur de 20 μF venant de la ligne + 9 V. Ces résistances entrent dans la composition du pont fixant le potentiel de la base. En outre la 5.600 Ω et le condensateur de 20 μF constituent la cellule de constante de temps de la ligne antifading. En effet cet étage est soumis au VGA. Outre les éléments que nous venons de mentionner il existe un condensateur de couplage de 10 nF entre le point de jonction des résistances du pont et l'émetteur du transistor. Le circuit émetteur du 36T1 contient une résistance de stabilisation de 330 Ω shuntée par 10 nF. Le circuit collecteur contient également la fraction requise pour l'adaptation d'impédance, du primaire du second transfo MF. L'alimentation en continu du collecteur des transistors 37 T1 et 36T1 se fait à travers une cellule de découplage commune dont les éléments sont une résistance de 1.000 Ω et un condensateur de 10 nF qui aboutit à l'émetteur du 36T1.

Le secondaire du transfo MF2 attaque la base d'un transistor 35 T1. A l'extrémité inférieure de cet enroulement aboutit le pont de base du transistor. Ce pont est formé d'une 12.000 Ω côté - 9 V et d'une 2.700 Ω côté + 9 V. Il est découplé par un condensateur de 10 nF. La résistance de stabilisation de l'émetteur du 35T1 fait 1.500 Ω. Elle est découplée par un condensateur de 10 nF. Le circuit collecteur contient une fraction du primaire du transfo MF3 et une cellule de découplage formée

parallèle. Leur base recevant par les secondaires du transfo BF des signaux en opposition de phase. Les composantes BF des courants collecteurs s'ajoutent dans la bobine mobile du HP. On obtient donc par des moyens différents le même résultat qu'avec un push-pull classique. Signalons que la bobine mobile du HP doit avoir une impédance de 28 Ω.

Pour fixer le potentiel de base de chaque transistor par rapport à l'émetteur et déterminer ainsi le point de fonctionnement convenable on utilise encore des ponts formés de résistance de 100 à 2.200 Ω. Ces ponts aboutissent à l'extrémité « froide » de chaque secondaire. En raison de la disposition série des deux transistors ces ponts ne peuvent être disposés directement entre + et - 9V. Pour le 941T1 la 2.200 Ω va au - 9 V et la 100 Ω au collecteur du 941T1 (2) et pour ce dernier le 2.200 Ω va à son collecteur et la 100 Ω au + 9 V.

Un dispositif de contrôle de tonalité est placé entre les bases des deux transistors. Il est constitué par un potentiomètre de 10 Ω utilisé en résistance variable en série avec un condensateur de 10,1 μF.

L'interrupteur solidaire du potentiomètre de volume est inséré dans la ligne - 9V. La source d'alimentation est découplée par un condensateur de 500 μF.

b) L'alimentation secteur.

L'alimentation qui se branche à la prise de la pile en utilisation secteur est schématisée à la figure 2.

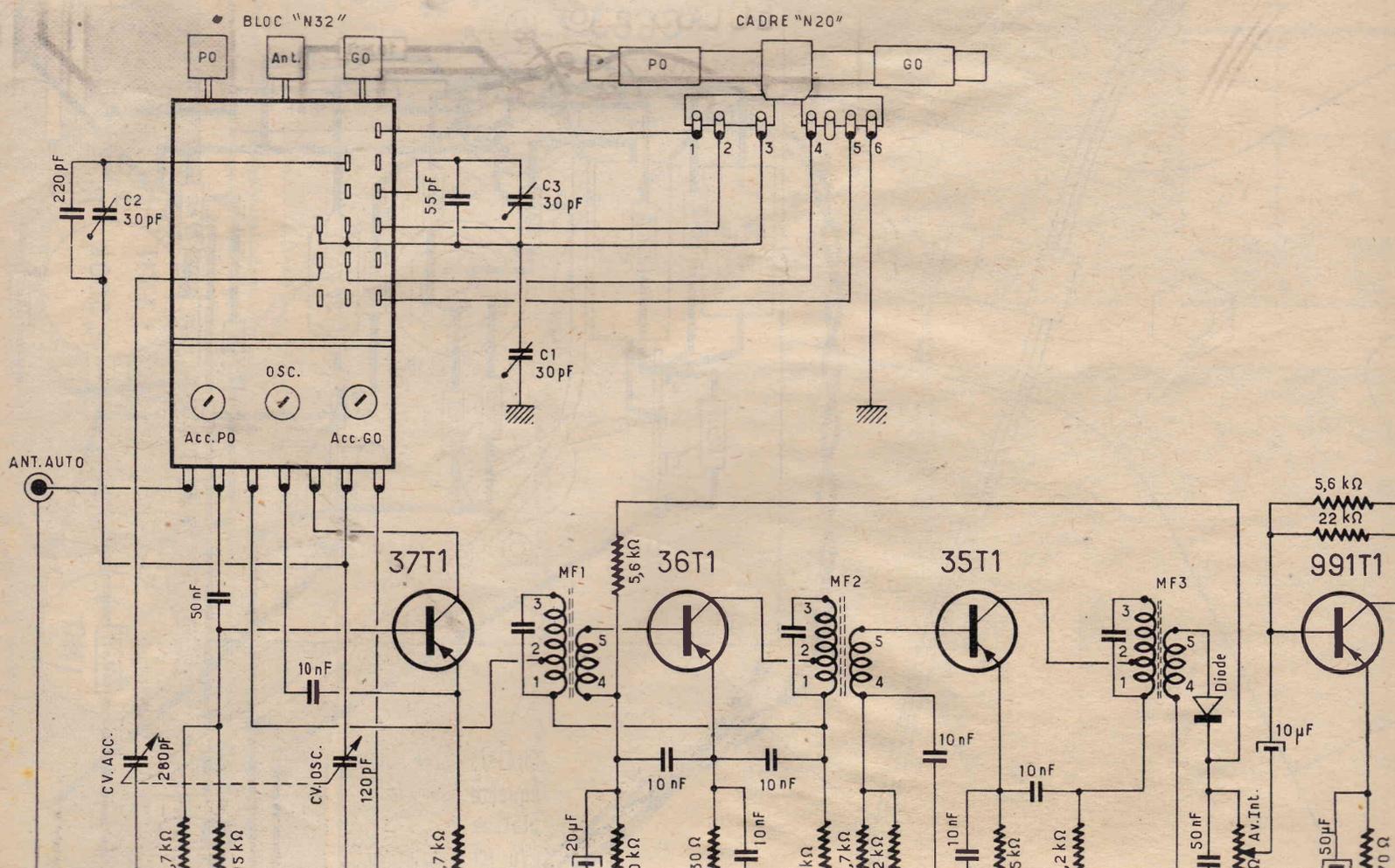
Elle comprend un transformateur à deux enroulements primaires et un enroulement secondaire. Dans le cas d'un secteur de 220 V les deux primaires sont branchés

organe est reliée à la cosse de même chi du transfo MF2. La cosse 5 de MF1 connectée à la broche B du support 36T1. Entre la cosse 4 de ce transfo et la broche du support 36T1 on soude un condensateur de 10 nF. Cette cosse 4 est connectée à la cosse b du relais B. Entre les cosses b et e de ce relais on dispose une résistance de 100.000 Ω. Sur cette cosse b on soude le fil - d'un condensateur de 20 μF 12 V dont le fil + est soudé sur la patte c du relais. Toujours sur la cosse b du relais B on soude une résistance de 5.600 Ω qui aboutit à la cosse h du relais C.

Pour le support 36T1 on soude une résistance de 330 Ω et un condensateur de 10 nF entre la broche E et la patte a du relais. La broche C de ce support est connectée à la cosse 2 du transfo MF2. On soude une résistance de 1.000 Ω entre la cosse 1 de ce transfo et la cosse d du relais B et un condensateur de 10 nF entre cette cosse et la broche E du support 36T1.

La cosse 5 du transfo MF2 est connectée à la broche B du support 35T1 et la cosse de cet organe est reliée à la cosse c du relais B. Sur ce relais on soude : une résistance de 1.200 Ω entre les cosses c et d et une 2.700 Ω entre les cosses c et f. Entre la cosse 4 du transfo MF2 et le châssis on soude un condensateur de 10 nF.

Sur le support 35T1 on soude une résistance de 1.500 Ω et un condensateur de 10 nF entre la broche E et le châssis et un condensateur de 10 nF entre cette broche et la cosse 1 du transfo MF3. La broche du support 35T1 est connectée à la cosse de MF3. Entre la cosse 1 de cet organe et la cosse d du relais B on place une résistance



de 2.200 Ω . La cosse 4 de MF3 est soudée 941TL (2) et le châssis. La broche du support 941T1 (2) est reliée à la cosse d du relais C et la broche C du support 941T1 (1) est connectée à la cosse e du même relais.

On relie au même point du châssis la cosse c de l'ajustable C1 et la cosse 7 du bloc. La cosse a de ce condensateur est reliée aux cosses 11 et 12 du bloc. La cosse b de l'ajustable C3 est reliée à la cosse 10 du bloc. Entre les cosses a et b de l'ajustable C2 on soude un condensateur céramique de 220 pF. La cosse b est reliée à la cosse 9 du bloc. Sur le bloc on soude un condensateur de 55 pF entre les cosses 10 et 11.

Sur le panneau avant qui sert de baffle au haut-parleur on fixe ce dernier, les deux potentiomètres et le cadre, on boulonne le panneau avant sur le châssis que l'on recouvre de câbler. Sur une des vis de fixation du HP on place une cosse à souder. Cette cosse est reliée à une extrémité de la bobine mobile du HP laquelle est connectée à la cosse c du panneau avant. Cette cosse c est reliée à une extrémité du potentiomètre de volume, laquelle ainsi que la cosse du boîtier sont reliées au châssis. L'autre extrémité du potentiomètre est connectée à la cosse h du relais C. Entre cette extrémité et le châssis on soude un condensateur de 50 nF. Entre le curseur et la broche B du support 941T1 on soude un condensateur de 10 μ F. Les cosses d et i du relais C sont reliées ensemble. Entre la cosse i et l'extrémité encore libre de la bobine mobile du HP on soude un condensateur de 50 μ F.

On dispose un condensateur de 0,1 μ F entre les cosses a et b du panneau avant, la cosse a est reliée à la broche B du support 941T1 (1) et la cosse b au curseur du potentiomètre de tonalité. Une extrémité de ce potentiomètre est reliée à la broche B du support 941T1 (2). On soude un condensateur de 500 μ F entre les cosses c et d du panneau avant (le pôle + sur la cosse c). La cosse b est reliée à une cosse de l'interrupteur et à la cosse e du relais B.

Voyons les liaisons du cadre. Sa cosse 1 est connectée à la cosse 8 du bloc, sa cosse 2 à la cosse 13 du bloc, sa cosse 3 à la cosse 15 du bloc, sa cosse 5 à la cosse 16 du bloc. A ce moment on fixe le CV sur le panneau avant. On relie la cosse de l'axe à la cosse 7 du bloc, la cage 280 pF à la cosse 14 du bloc et la cage 120 pF à la cosse 6 du bloc et à la cosse a de l'ajustable C2. Par un cordon à deux conducteurs on relie la broche + du bouchon de branchement de l'alimentation au boîtier du potentiomètre de volume et la broche - à la seconde cosse de l'interrupteur.

Lorsque le poste sera dans son ébénisterie on reliera le contact latéral de la prise antenne au châssis et le contact central à la cosse 1 du bloc.

L'alimentation secteur (fig. 6). — Sur une plaque de bakélite de 60 x 65 mm sertie de deux cosses a et b on fixe le transformateur d'alimentation et le redresseur.

Les cosses secondaires du transfo sont reliées aux cosses « alternatif » du redresseur. Sur la cosse + du redresseur on soude le pôle + d'un condensateur de 100 μ F 12 V dont le pôle - est soudé sur le pôle - du redresseur. Ce pôle - est relié à la ferrure - de la prise femelle de branchement.

Entre ce pôle - et la ferrure + de la prise on soude une résistance de 220 Ω , 1 W parallèle avec un condensateur de 500 μ F 12 V. Le pôle + du condensateur est soudé sur la ferrure + de la prise. Entre cette ferrure + et la cosse + du redresseur on soude une résistance de 47 Ω .

On place l'ensemble ainsi réalisé dans le demi-boîtier de matière plastique. On branche le cordon secteur entre les bornes P1 et P4 du transformateur. Après vérification du câblage on recouvre l'ensemble avec l'autre demi-boîtier. La figure 6 montre la position des barrettes pour le secteur 110 V ou un secteur 220 V.

Alignement.

Pour la mise au point de cet appareil on retouche l'accord des transfo MF3 sur 480 kHz.

En gamme PO antenne (poussoir PO Ant enfoncés) on règle les trimmers du transfo sur 1.400 kHz et les noyaux accord et condensateur du bloc sur 574 kHz. En gamme PO cadre (poussoir PO enfoncé) on règle le trimmer C1 sur 1.400 kHz et l'enroulement PO du cadre sur 574 kHz.

En gamme GO antenne (poussoir GO Ant enfoncés) on règle le condensateur ajustable C2 et le noyau accord GO du bloc sur 200 kHz.

En gamme GO cadre (poussoir GO enfoncé) on règle le condensateur ajustable C1 et l'enroulement GO du cadre sur 250 kHz.

A. BARA

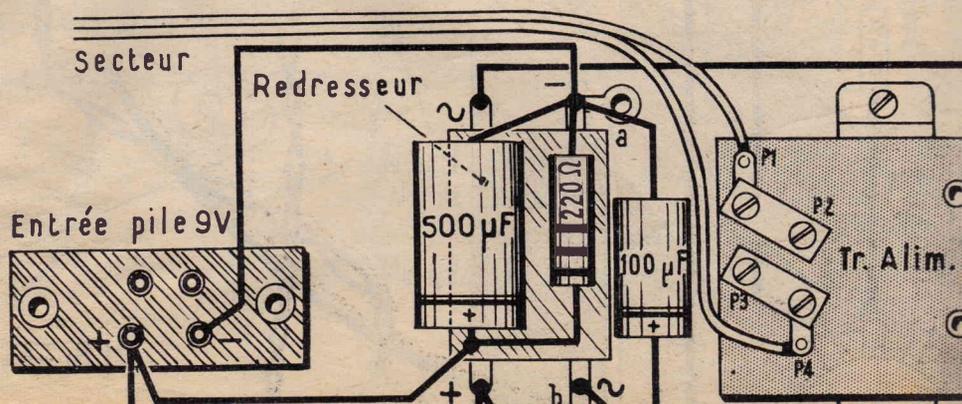
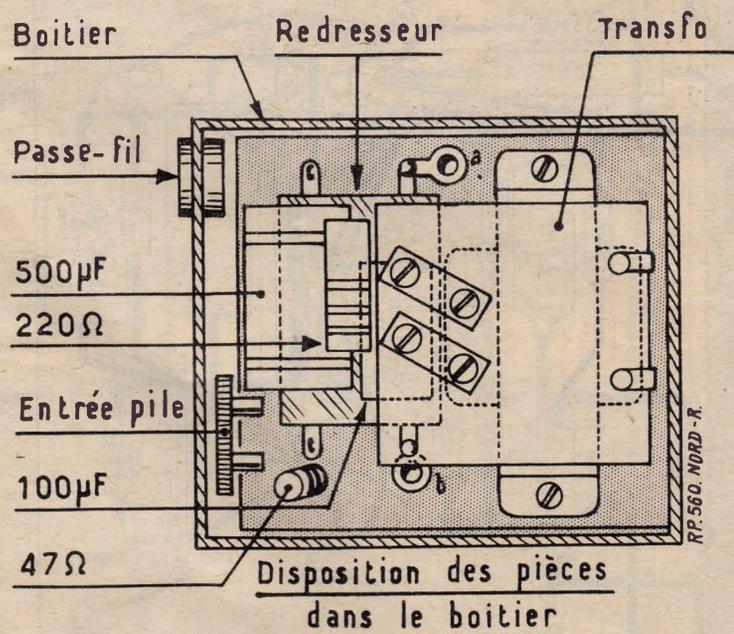
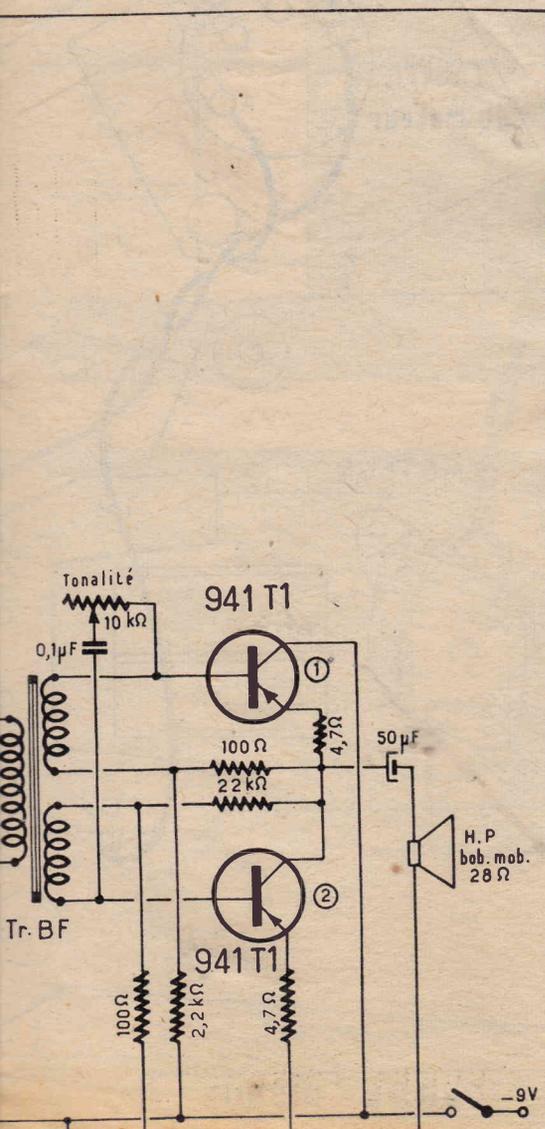


FIG. 1

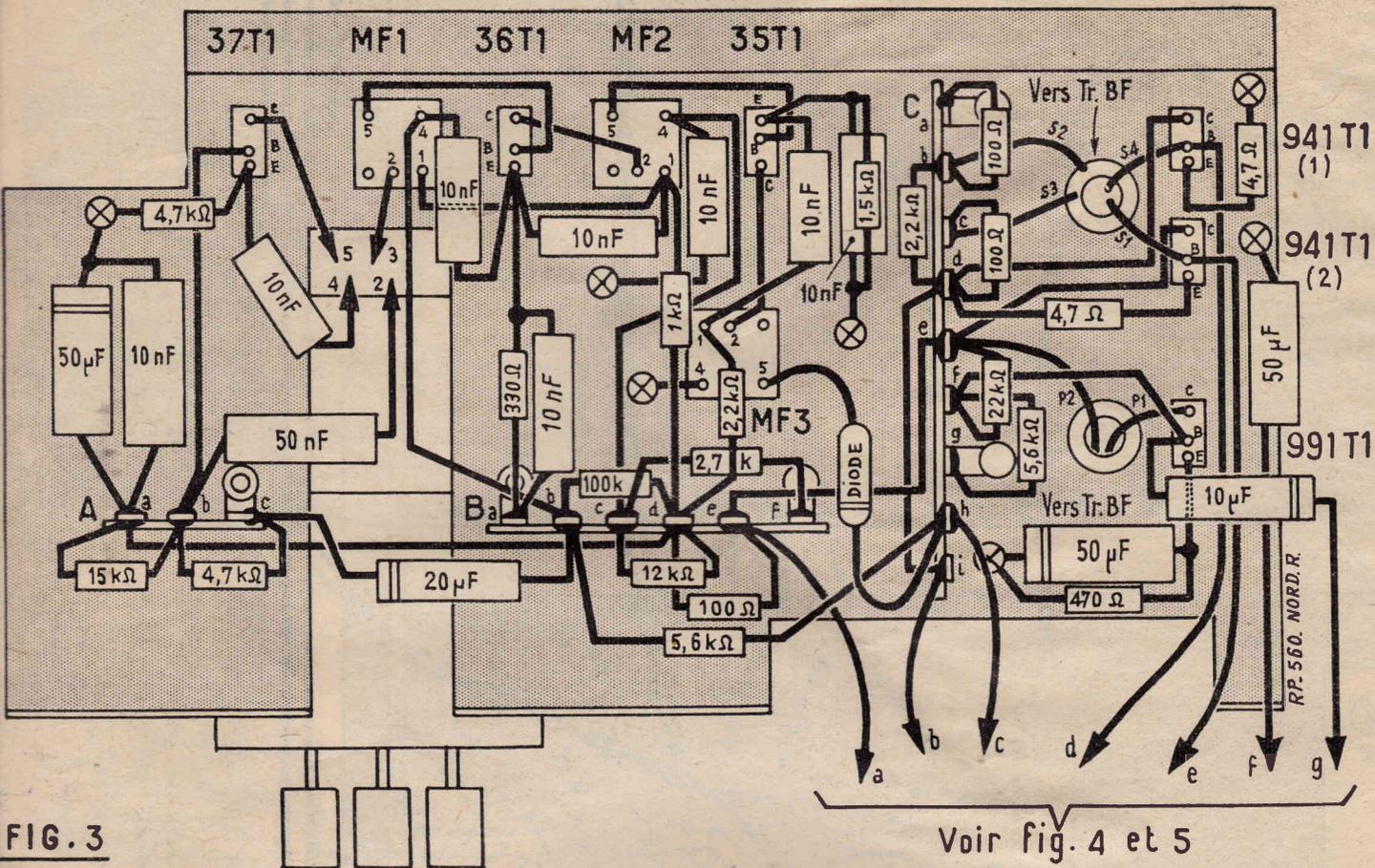


FIG. 3

d'une résistance de 2.200 Ω et d'un condensateur de 10 nF.

Le secondaire de MF3 transmet le signal MF amplifié à une diode qui le détecte. La tension BF correspondant à la modulation apparaît aux bornes d'un potentiomètre de volume de 10.000 Ω shunté par 50 nF. Nous avons vu que c'est au sommet de ce potentiomètre qu'est prise la tension VCA.

La ligne - 9 V commune à toute la partie du récepteur que nous venons d'examiner contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 100 Ω et d'un condensateur de 50 μF. Ce dernier est doublé par un 0,1 μF.

Le signal BF pris sur le curseur du potentiomètre est transmis à la base d'un transistor 991T1, par un condensateur de 10 μF. Le 991T1 équipe l'étage BF driver. Son pont de base est formé d'une 22.000 Ω côté - 9 V et d'une 5.600 Ω côté + 9 V. Son circuit émetteur contient une résistance de stabilisation de 470 Ω shunté par un condensateur de 50 μF. Son circuit collecteur contient le primaire du transfo BF de liaison avec l'étage push-pull. Ce transformateur possède deux secondaires distincts dont l'un attaque la base d'un des transistors 941T1 du push-pull et l'autre la base du second 941T1.

Pour leur alimentation en courant continu les deux transistors sont montés en série. En effet si nous partons de la ligne 69 V pour aboutir à la ligne + 9 V nous trouvons successivement : le collecteur du 941T1, son émetteur, une résistance de stabilisation de 4,7 Ω pour ce transistor, le collecteur du 941T1 (2), son émetteur et la résistance de stabilisation de 4,7 Ω. Entre le collecteur du 941T1 (2) et la + 9 V est branchée la bobine mobile du HP en série avec un condensateur de 50 μF. La présence de ce condensateur fait que seule la composante BF du courant collecteur de chaque transistor circule dans la bobine mobile du HP. Du point de vue de cette composante les deux transistors sont montés en

en série. Ils sont couplés en parallèle dans le cas d'un secteur de 110 V. Le secondaire délivre une tension alternative de 15 V, est redressée par un redresseur sec. en pont et filtrée par une cellule composée d'une résistance de 47 Ω d'un condensateur d'entrée de 100 μF et d'un condensateur de sortie de 500 μF. Entre le + et le - une résistance de 220 Ω est prévue pour amener la tension à 9 V. La valeur de cette résistance est différente suivant le nombre de transistors. Pour 7 ou 8 transistors, par exemple, elle serait de 330 Ω.

Réalisation pratique.

Récepteur. — La plus grande partie du montage est exécutée sur un châssis métallique dont la figure 3 montre la vue « dessous » et la figure 4 la vue « dessus ». Sous ce châssis on soude les relais A, B et C et sur le dessus on dispose les supports de transistors, les trois transfos MF, le transfo BF, le bloc de bobinages et les trois condensateurs ajustables. Ces derniers sont éloignés de 15 mm du châssis par une entretoise tubulaire placée sur le boulon de fixation.

On connecte la broche B du support 37T1 à la cosse b du relais A et la broche C à la cosse 5 du bloc. Sur la broche E on soude une résistance de 4.700 Ω dont l'autre fil est soudé au châssis et un condensateur de 10 nF qui va à la cosse 4 du bloc.

Sur le relais A on relie la cosse a à la cosse d du relais B. Entre les cosses a et b on soude une résistance de 15.000 Ω, entre les cosses b et c une résistance de 4.700 Ω. Entre la cosse a et le châssis on soude un condensateur de 50 μF 12 V et un condensateur de 0,1 μF. Pour tous les condensateurs de plusieurs microfarads qui sont électrochimiques il convient de respecter la polarité indiquée sur les plans. Entre la cosse b du relais A et la cosse 2 du bloc on soude un condensateur de 50 nF.

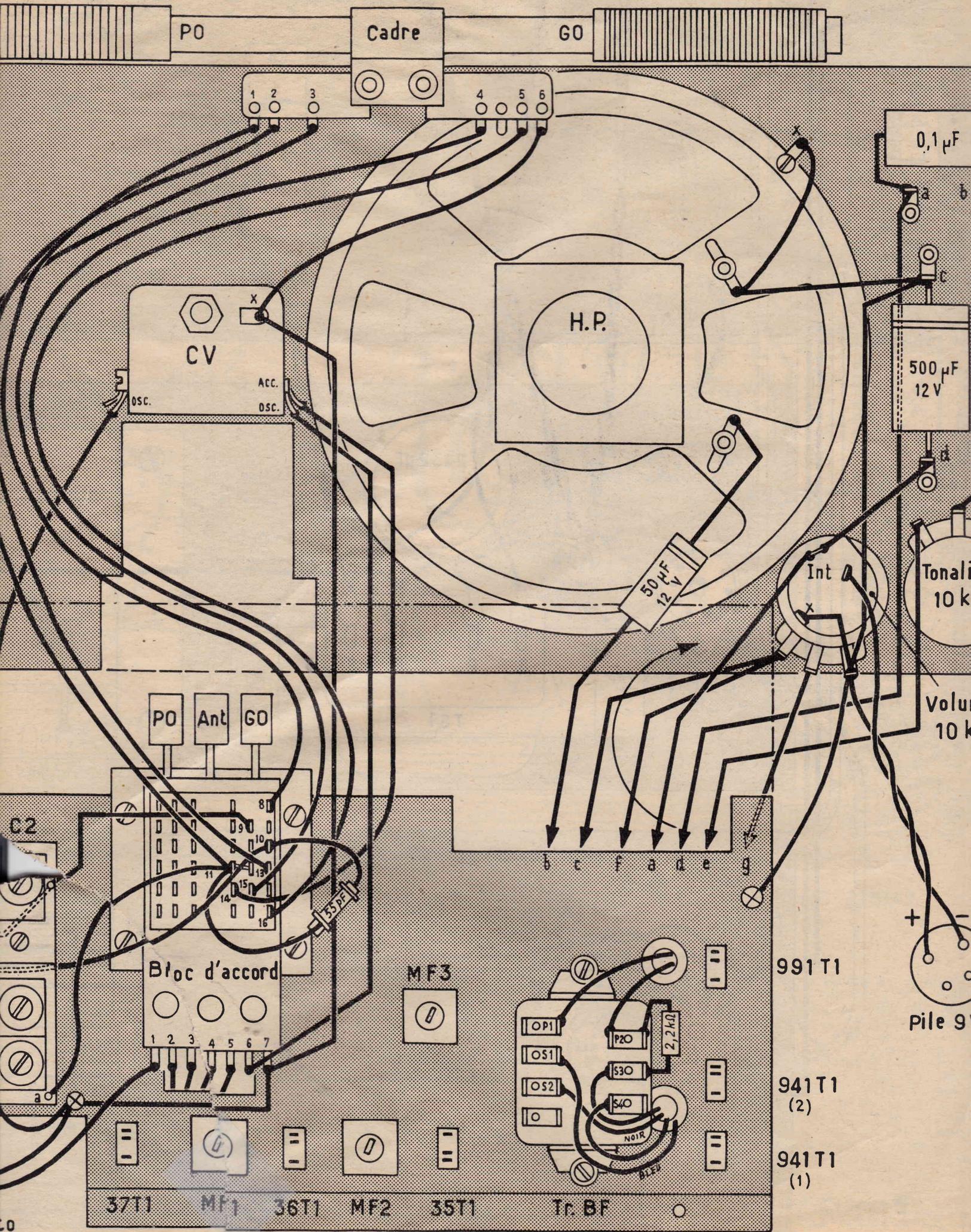
La cosse 3 du bloc est connectée à la cosse 2 du transfo MF1, la cosse 1 de cet au châssis. On soude une résistance de 100 Ω entre les cosses d et e du relais B. La cosse e est connectée à la cosse e du relais C.

Entre la cosse 5 et la cosse h du relais C on soude la diode en respectant le sens indiqué.

Pour le support 991T1 on soude une résistance de 470 Ω et un condensateur de 50 μF entre la broche E et le châssis. Le primaire du transfo driver est connecté entre la broche C de ce support et la cosse e du relais C. La broche B est connectée à la cosse f du relais C. Sur ce relais on soude une résistance de 5.600 Ω entre les cosses f et g et une résistance de 22.000 Ω entre les cosses e et f.

La cosse S1 du transfo driver est reliée à la broche B du support 941T1 (2) et la cosse S4 à la broche B du support 941T1 (1). La cosse S2 est reliée à la cosse b du relais C et la cosse S3 à la cosse c du même relais. Sur ce relais on soude : une résistance de 100 Ω entre les cosses a et b, une résistance de 2.200 Ω entre les cosses b et d, une résistance de 100 Ω entre les cosses c et d. On soude une résistance de 2.200 Ω entre les cosses P2 et S3 du transfo driver; une résistance de 4,7 Ω entre la broche E du support 941T1 (2) et la cosse d du relais C, une résistance de même valeur entre la broche E du support

Voir fig. 4 et 5



PO

Cadre

GO

1 2 3

4 5 6

CV

H.P.

OSC.

ACC.
OSC.

0,1 μF

500 μF
12 V

50 μF
12 V

Tonal
10 k

Volu
10 k

PO Ant GO

C2

Bloc d'accord

MF3

991 T1

941 T1
(2)

941 T1
(1)

1 2 3 4 5 6 7

OP1 OS1 OS2
P20 S30 S40
2,2 kΩ
NOIR
BLEU

37T1

MF1

36T1

MF2

35T1

Tr. BF

Pile 9

ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE

(Suite de la page)

mètre « aiguës ». Sur le potentiomètre « graves » on soude les condensateurs de 2,2 nF et de 20 nF entre le curseur et les extrémités. Sur le relais N on soude le condensateur de 2,2 nF. On soude la résistance de 100.000 Ω entre les curseurs des deux potentiomètres « graves » et « aiguës ». La cosse b du relais E est connectée à la cosse a du relais K laquelle est réunie à la cosse b du relais J.

Sur le support EL84 (1) on soude une résistance de 8.200 Ω, entre la broche 2 et la cosse b du relais H. Entre les cosses b des relais H et I on dispose une résistance de 270.000 Ω. La broche 9 de ce support

est connectée à la cosse a du relais L laquelle est reliée à la broche 9 du support EL84 (2). Entre a du relais L et b du relais J on place une résistance de 3.900 Ω 2 W. Sur a du relais L on soude le pôle + d'un condensateur de 8 μF dont le pôle - est soudé sur c du relais K.

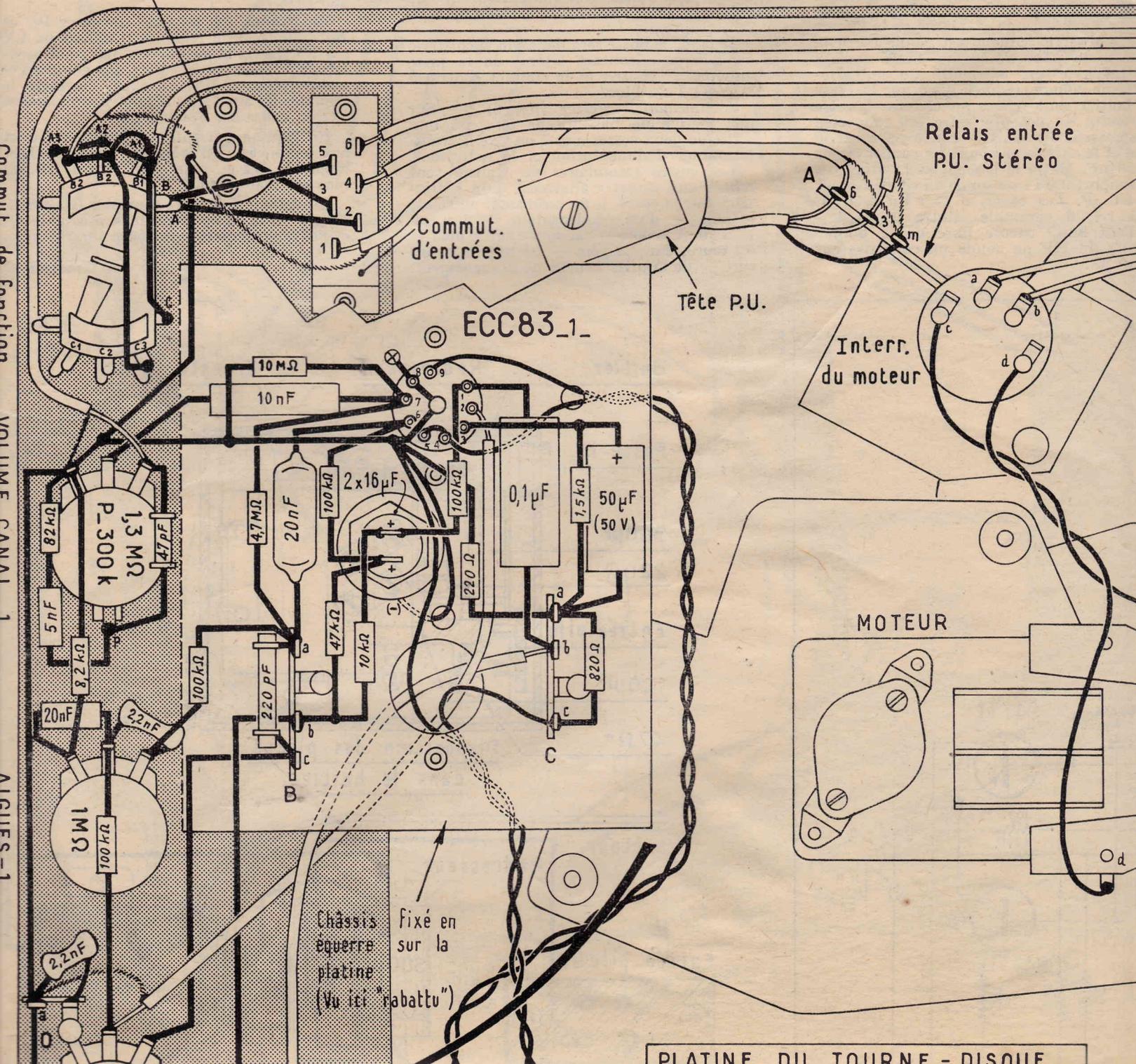
Entre la broche 2 du support EL84 (2) et la cosse b du relais K on soude une résistance de 8.200 Ω. Entre b du relais K et a du relais J on place une 270.000 Ω. La cosse b du relais I et la cosse a du relais J sont connectées au point milieu de l'enroulement HT du transfo d'alimentation. Entre ce point milieu et le curseur du poten-

tiomètre lo de 100 Ω on place une résistance bobinée de 100 Ω.

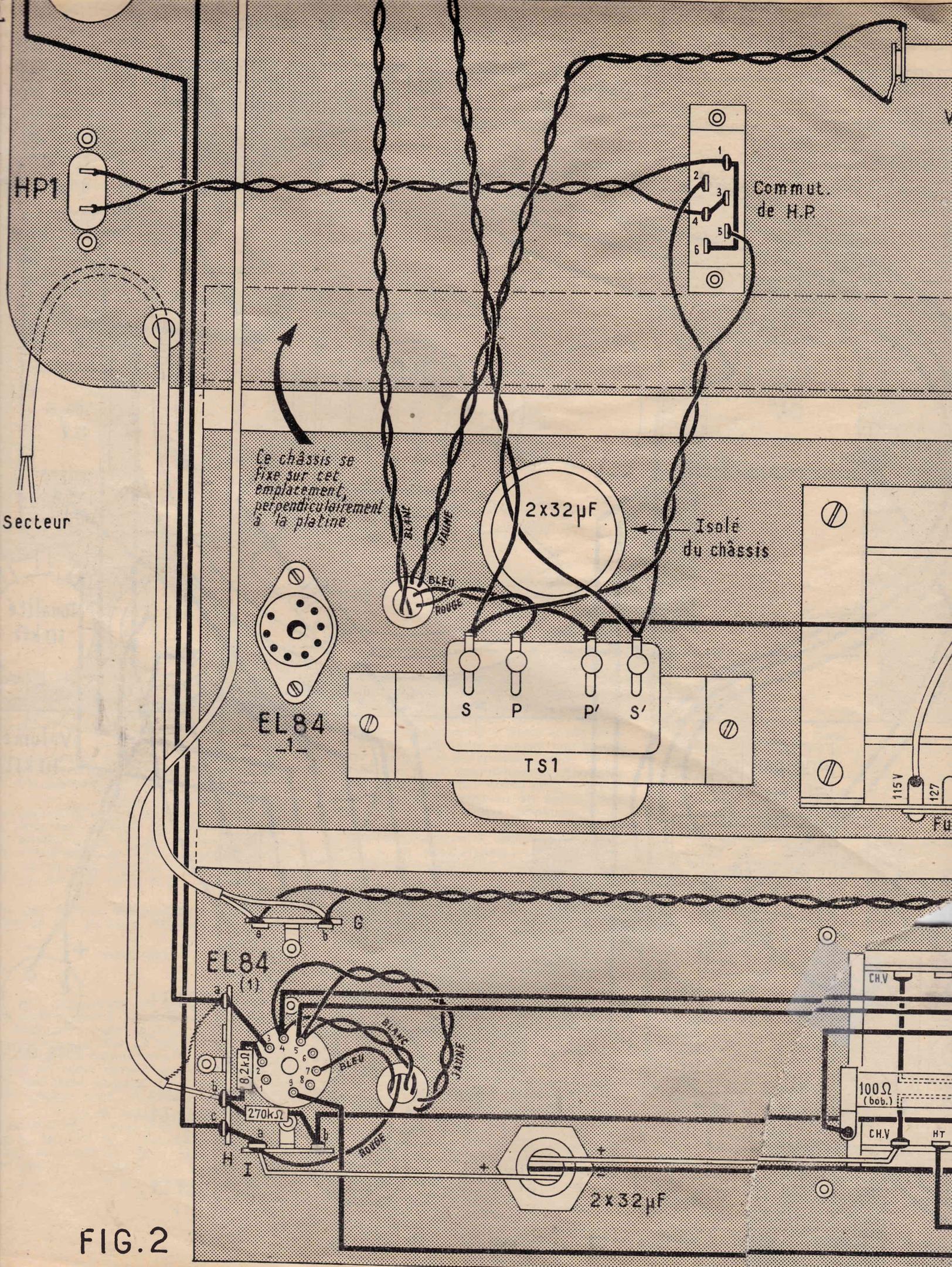
La cosse P du transfo TS1 est reliée à la broche 7 du support EL84 (1) et la cosse P' à la cosse a du relais I. Les cosses S et S' de ce transfo sont reliées d'une part aux paillettes 2 et 5 du commutateur J et d'autre part à la cosse c du relais C à la ligne de masse. Ces liaisons se font par des cordons torsadés. Sur le commutateur HP on relie ensemble les paillettes 3 et 6 et les paillettes 1 et 6. La prise HP1 connectée entre les paillettes 1 et 4 par un cordon torsadé.

La cosse P du transfo TS2 est reliée

ENTRÉE EXTERIEURE CANAL 1



PLATINE DU TOURNE-DISQUE



Interr.
General

HP2

EZ81

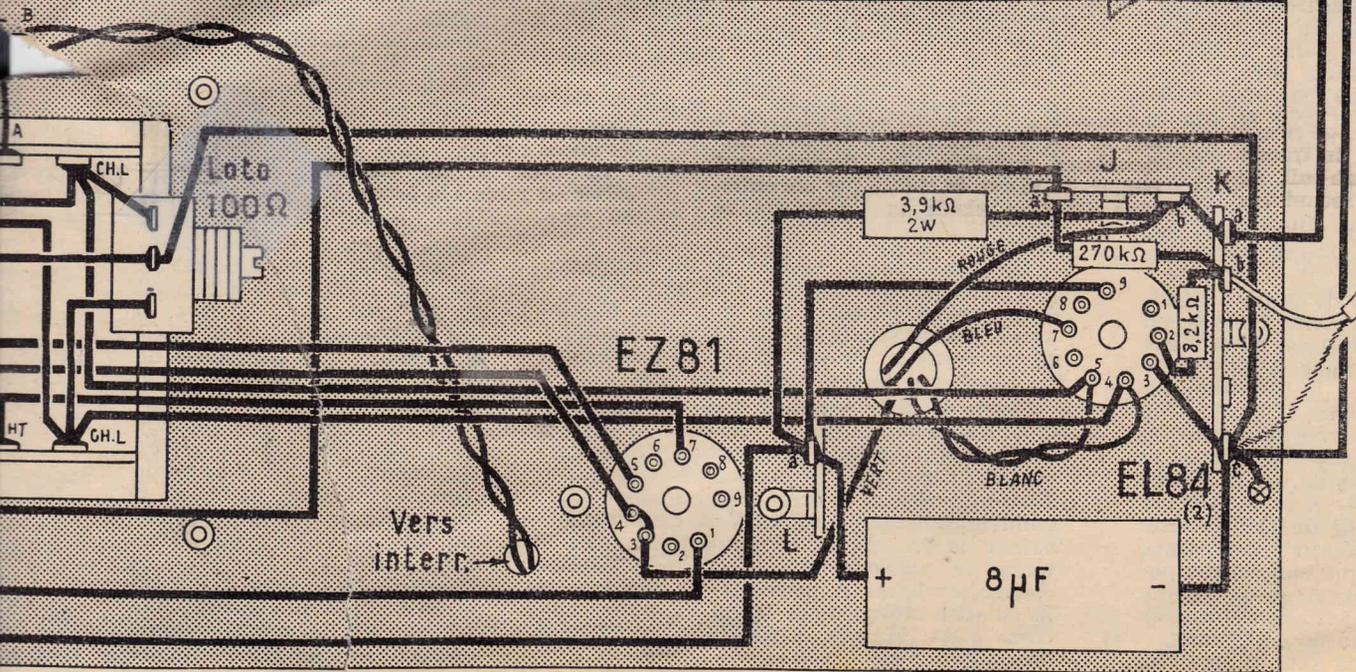
EL84
- 2 -

TS2

500Ω

Loubier. 3/60

225



RP-560-R. ROBUR

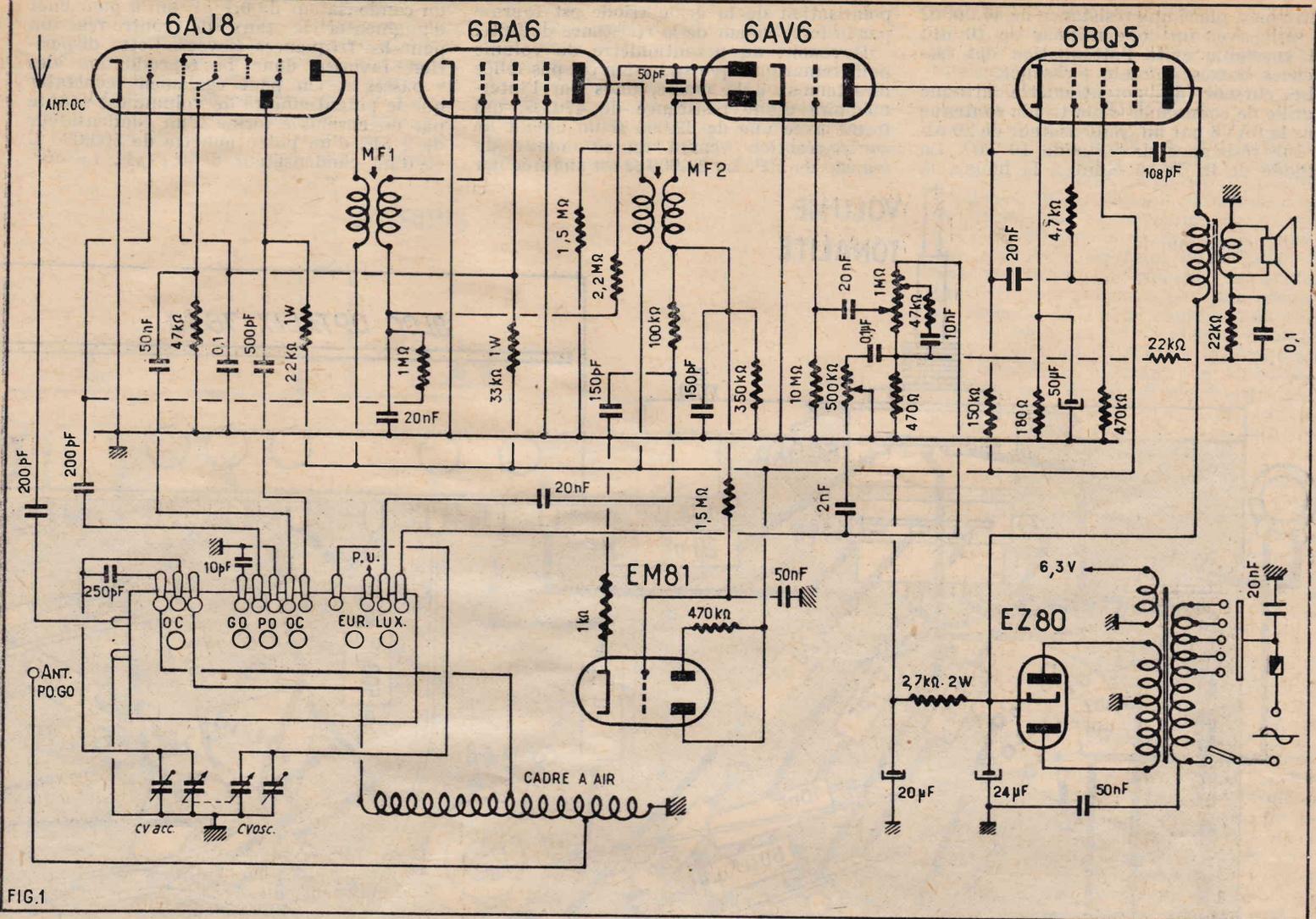


FIG.1

UN RÉCEPTEUR CHANGEUR DE FRÉQUENCE ÉQUIPÉ DE 4 LAMPES + LA VALVE ET L'INDICATEUR D'ACCORD

Ce récepteur à alimentation « alternatif » a comme principale particularité d'être équipé avec un bloc de bobinages, permettant la réception de deux stations pré-régées : Radio-Luxembourg et Europe N° 1. Ce bloc à clavier possède en plus de celles destinées à la commutation ordinaire, deux touches marquées LUX et EUR. En enfonçant l'une ou l'autre de ces touches on substitue au CV des condensateurs de valeurs bien déterminées qui accordent immédiatement le récepteur sur la station correspondante. Cette disposition évite la recherche par la manœuvre du condensateur variable.

Signalons que l'ampli BF est muni de circuits de contre-réaction destiné à obtenir une reproduction aussi fidèle que possible.

Le schéma (fig. 1).

Nous voyons qu'il comporte un étage changeur de fréquence, un étage amplificateur MF, un étage détecteur préamplificateur BF et un étage de puissance. Examinons-les successivement.

L'étage changeur de fréquence est équipé par une heptode triode 6AJ8, à laquelle sont associés un cadre à air et un bloc Optalix 7670. Le schéma montre le bloc sous sa forme réelle. Le cadre sert de collecteur d'ondes pour les gammes PO et GO. On peut cependant lui adjoindre une antenne, une prise étant prévue à cet effet. Pour les gammes précitées, les enroulements du cadre forment avec une cage du CV le circuit accordé d'entrée. En gam-

mes OC et BE ces enroulements sont remplacés par un bobinage approprié contenu dans le bloc. Dans ce cas, il faut nécessairement utiliser une antenne. La prise correspondante est reliée au bloc par un condensateur de 200 pF. Les bobinages oscillateurs pour les différentes gammes sont contenus dans le bloc. Il sont accordés par la seconde cage du CV, lequel fait 2×490 pF.

La liaison entre le circuit d'entrée et la grille de commande de l'heptode modulatrice se fait par un condensateur de 200 pF. La tension de VCA est amenée à cette électrode par une résistance de fuite de 1 M Ω . La grille écran de l'heptode est alimentée en commun avec celle de la lampe MF. La tension requise est obtenue par une résistance de 33.000 Ω 1 W découplée par un condensateur de 0,1 μ F.

La triode de la 6AJ8 sert à produire l'oscillation locale. Sa grille est reliée à l'enroulement accordé du bobinage oscillateur par un condensateur de 50 pF et une résistance de fuite de 47.000 Ω . Sa plaque est réunie à l'enroulement d'entretien par un condensateur de 500 pF. Elle est alimentée à travers une résistance de 22.000 Ω 1 W.

Remarquons que la cathode de la 6AJ8 est à la masse.

La liaison entre le circuit plaque de l'heptode modulatrice et la grille de commande de la lampe MF se fait par un transformateur MF accordé sur 455 kHz.

La lampe MF qui est une 6BA6 a aussi sa cathode à la masse, ainsi que sa troisième grille. La tension de VCA est appliquée à la grille à travers le secondaire du transfo MF. La ligne VCA contient une cellule de constante de temps formée d'une résistance de 2,2 M Ω et d'un condensateur de 20 nF.

Un second transformateur MF accordé sur 455 kHz applique à une des diodes d'une 6VA6 le signal MF amplifié recueilli dans le circuit plaque de la 6BA6. Cette diode assure la détection. Le signal est également appliqué par un condensateur de 50 pF à la seconde diode de la 6VA6, qui produit la tension VCA aux bornes d'une résistance de 1,5 M Ω placée entre elle et la masse.

La tension BF issue de la détection apparaît aux bornes d'une résistance de 350.000 Ω shuntée par un condensateur de 150 pF. Elle est épurée des résidus HF par une cellule de blocage composée d'une résistance de 100.000 Ω et d'un condensateur de 150 pF. A travers un condensateur de 20 nF, cette tension est transmise au sommet du potentiomètre de volume contrôle. La liaison entre le condensateur et le potentiomètre se fait par l'intermédiaire du commutateur Radio-PU contenu dans le bloc de bobinage, et qu'en position PU supprime cette liaison et branche la prise PU aux bornes du potentiomètre. Ce potentiomètre a une valeur totale de 1 M Ω et possède une prise fixe à 100.000 Ω Entre cette prise et la base du potenti-

mètre on a placé une résistance de 47.000 Ω en série avec un condensateur de 10 nF. Cet ensemble évite l'atténuation des fréquences basses à faible puissance.

Le curseur du potentiomètre attaque la grille de commande de la triode contenue dans la 6AV6 par un condensateur de 20 nF et une résistance de fuite de 10 M Ω . La cathode de la 6VA6 étant à la masse, la

polarisation de la grille triode est fournie par la forte valeur de la résistance de fuite.

Revenons au potentiomètre de volume pour remarquer que sa base n'est pas reliée directement à la masse, mais par l'intermédiaire d'une résistance de 470 Ω , qui forme avec une de 22.000 Ω un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de HP. La 22.000 Ω est shuntée par

un condensateur de 0,1 μ F qui a pour effet d'augmenter le taux de contre-réaction pour les fréquences élevées. Cette disposition favorise donc la reproduction des « basses ». On peut également constater que le potentiomètre de volume est shunté par un ensemble formé d'un condensateur de 2 nF, d'un potentiomètre de 500.000 Ω et d'un condensateur de 0,1 μ F. Le cur-

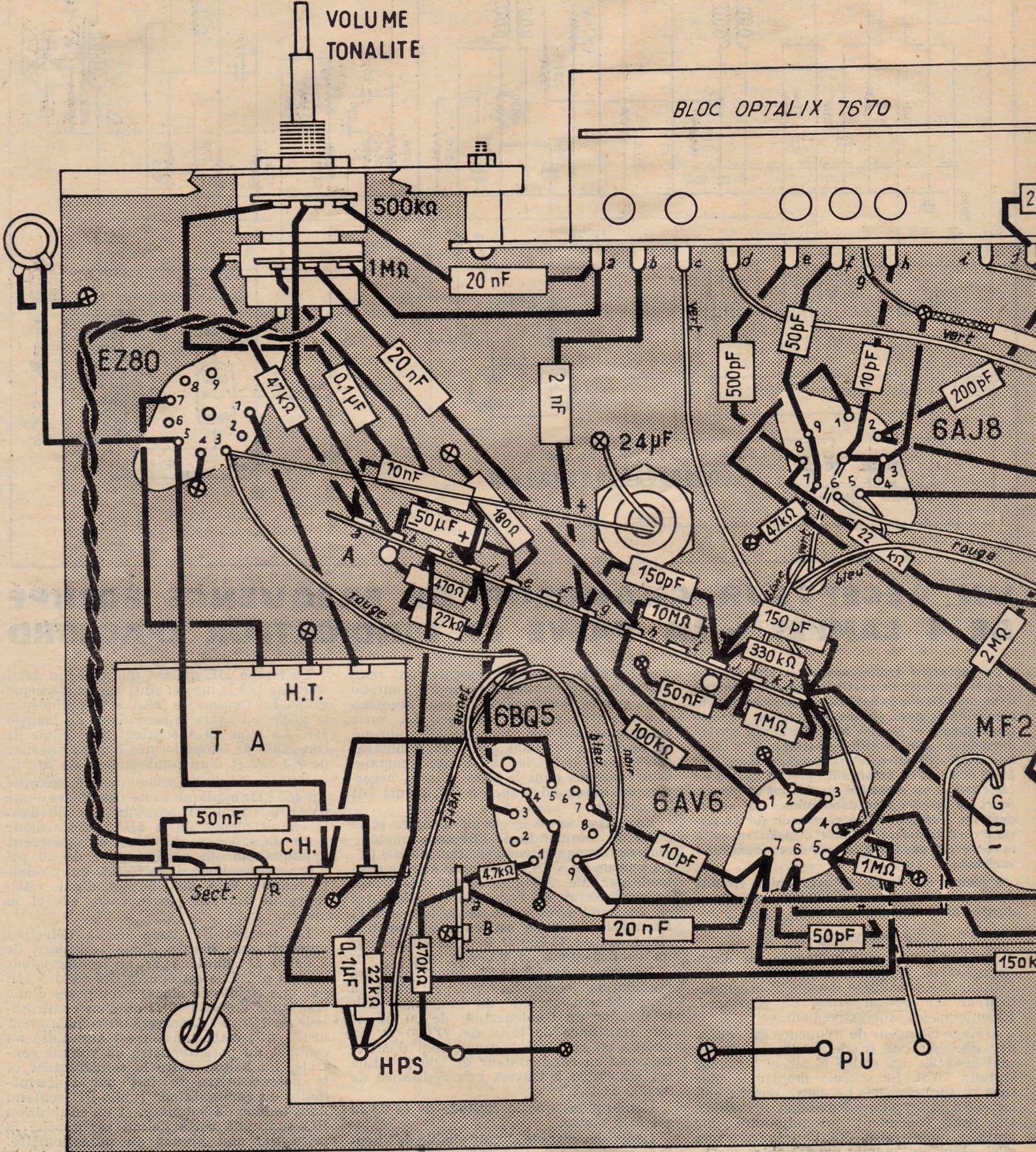


FIG.2 SECTEUR

seur du potentiomètre de 500.000Ω est à la masse. Cet ensemble constitue le dispositif de contrôle de tonalité. Son fonctionnement peut s'expliquer simplement. Lorsque le curseur du potentiomètre est tourné du côté du condensateur de 2 nF , ce dernier dérive vers la masse les composantes à fréquences élevées du signal BF, on obtient donc une tonalité grave. Au contraire,

lorsque ce curseur est tourné vers le condensateur de $0,1 \mu\text{F}$, ce dernier shunte la résistance de 470Ω du circuit de contre-réaction. Cela a pour effet de réduire le taux de contre-réaction pour les fréquences les plus élevées et par conséquent de favoriser leur amplification. En même temps, le condensateur de 2 nF ayant en série avec lui la résistance totale du potentiomètre

n'a plus d'effet. On obtient dans cette position une tonalité « aiguë ». Il est évident que pour toutes les positions intermédiaires du curseur on obtient une variation de tonalité progressive allant du « grave » à « l'aigu ».

Le circuit plaque de la triode $6\text{BQ}5$ qui équipe l'étage préamplificateur est chargé par une résistance de 150.000Ω . La liaison entre ce circuit plaque et la grille de commande de la lampe de puissance $6\text{BQ}5$ se fait par un condensateur de 20 nF , une résistance de fuite de 470.000Ω et une résistance de blocage de 4.700Ω . La $6\text{BQ}5$ est polarisée par une résistance de cathode de 180Ω shuntée par 50 nF . Elle actionne un HP à aimant permanent de 17 cm dont le transformateur d'adaptation a une impédance primaire de 7.000Ω . Un condensateur de 10 pF placé entre plaque $6\text{BQ}5$ et plaque $6\text{AV}6$ constitue un circuit de contre-réaction qui réduit l'amplification des fréquences aiguës.

L'indicateur d'accord est un $\text{EM}8$ polarisé par une résistance de cathode de 1.000Ω . Sa tension de commande est fournie par la composante continue du signal BF détecté. Cette tension est appliquée à sa grille par l'intermédiaire d'une cellule de temps constante formée d'une résistance de $1,5 \text{ M}\Omega$ et d'un condensateur de 50 nF .

L'alimentation se compose d'un transformateur de $65 \mu\text{A}$, d'une valve $6\text{X}4$ pour le redressement de la HT et d'une cellule de filtrage. Cette dernière est constituée par une résistance de 2.700Ω et un condensateur électrochimique d'entrée de $24 \mu\text{F}$ et un de sortie de $20 \mu\text{F}$. Le transformateur ne possède qu'un enroulement de chauffage qui sert pour toutes les lampes y compris la valve. Un côté du primaire de ce transformateur est découplé vers la masse par un condensateur de 50 nF .

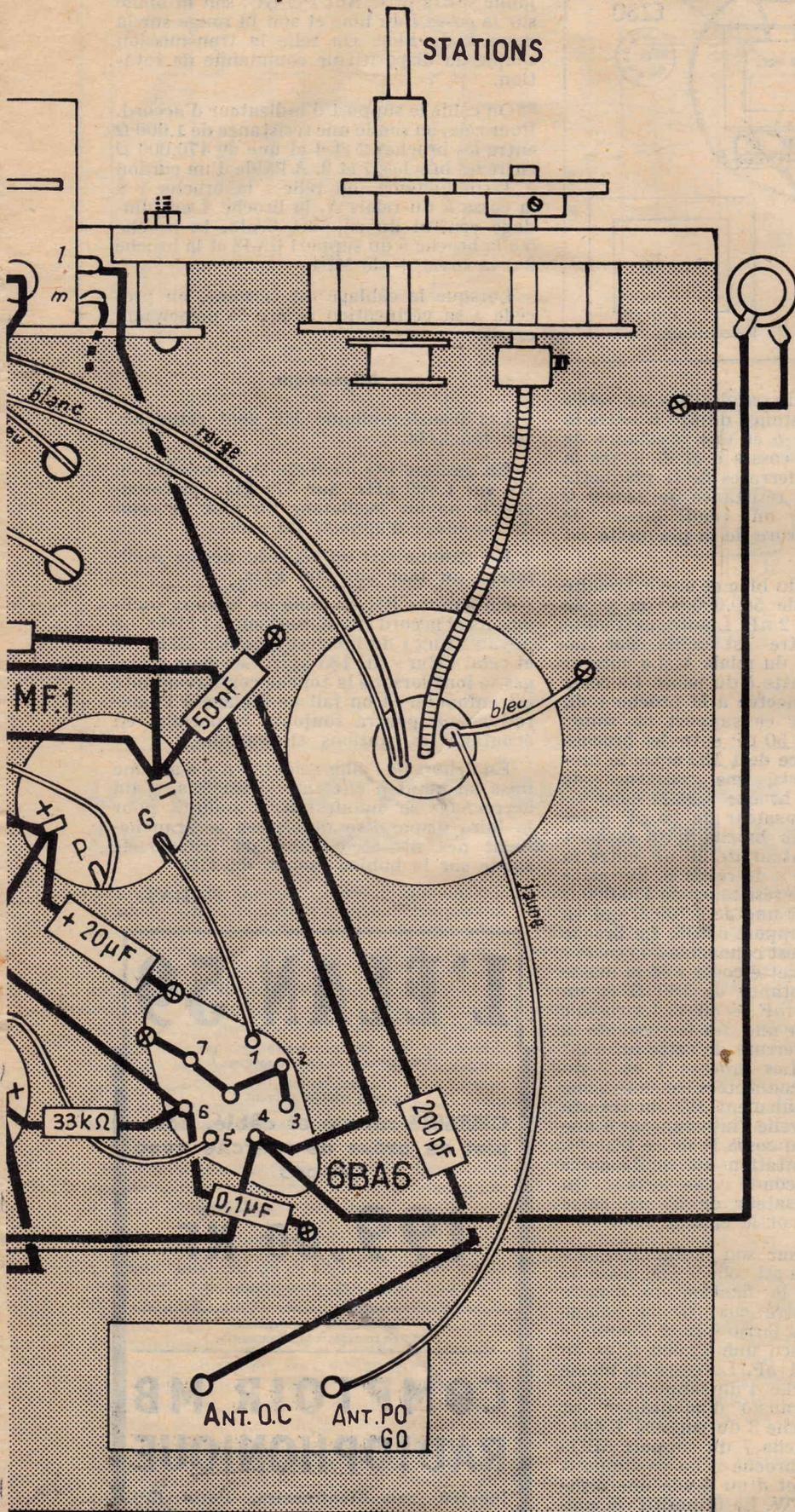
Réalisation pratique (fig. 2 et 3).

Sur le châssis métallique de forme rectangulaire on commence par fixer les supports des lampes, les plaquettes antennes, le HP et le relais A. Sur la face avant on monte le potentiomètre double à intermédiaire. Cette face avant comporte un bouton en Isorel pour le HP, le CV et son cadran et le dispositif d'orientation du cadran. Elle est dotée d'une partie en retrait à laquelle on fixe le bloc de bobinage.

Sur le dessus du châssis, on dispose deux transformateurs MF, le condensateur électrochimique $24 \mu\text{F}$ et le transformateur d'alimentation.

Lorsque toutes ces pièces sont en place on exécute le câblage. On relie au châssis la fourchette du CV et la cosse g du transformateur. La cosse m du bloc est réunie à la cosse l de l'axe du CV (fil jaune). Une cage de câblage est connectée à la cosse d du bloc et l'autre à la cosse j .

Sur le support de $6\text{AJ}8$ on relie au châssis le blindage central et les broches 3 et 4. Sur le support $6\text{BA}6$ on agit de même avec le blindage central et les broches 2, 3 et 4. On relie également au châssis : le blindage central et les broches 2 et 3 du support $6\text{AV}6$, le blindage central et la broche 4 du support $6\text{BQ}5$, la broche 4 du support $\text{EZ}80$. On relie encore au châssis le primaire de l'enroulement HT du transformateur d'alimentation et un côté de l'enroulement « CH ». Avec du fil de câblage isolé on relie l'autre côté de cet enroulement à la broche 5 du support $6\text{BQ}5$ à la broche 5 du support $\text{EZ}80$ et à la broche 4 du support $6\text{AV}6$. Cette dernière est connectée à la broche 4 du support $6\text{BA}6$, laquelle est connectée à la broche 5 du support $6\text{BA}6$. Toujours avec du fil de câblage isolé on connecte ensemble la broche 9 du sup



LE RÉSEAU FRANÇAIS DE TÉLÉVISION

SON ÉTAT ACTUEL ET FUTUR

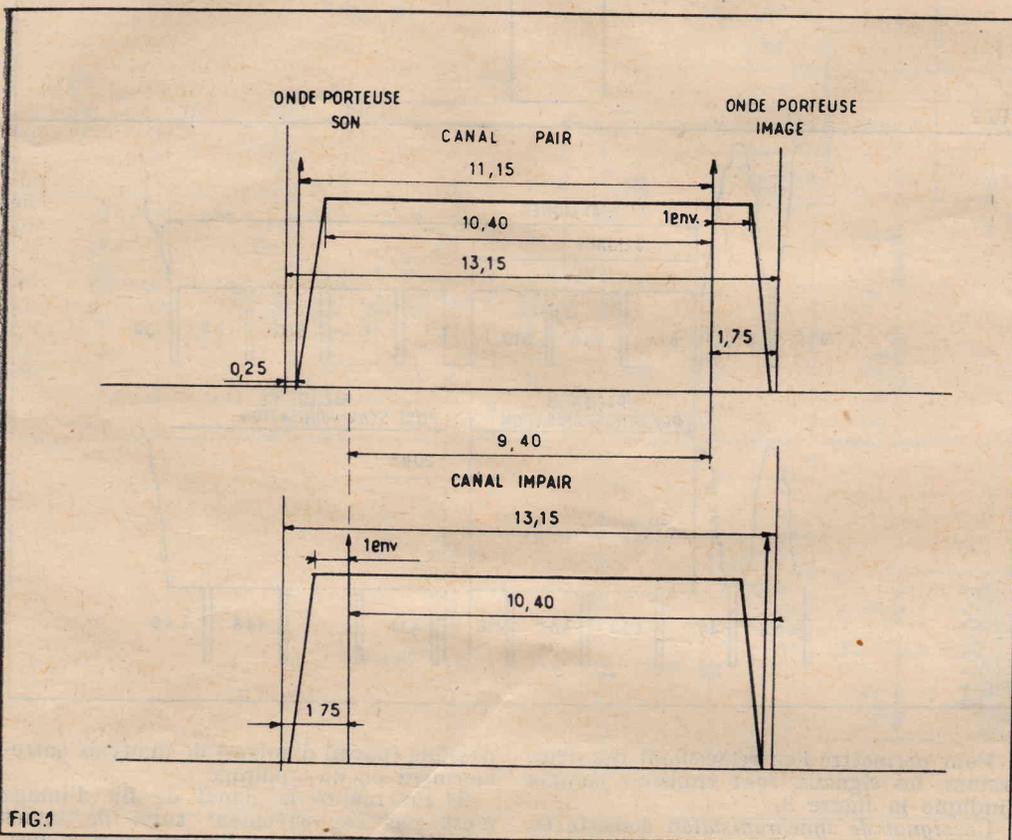


FIG.1

Pour répondre à de nombreuses demandes de nos lecteurs nous publions ci-dessous la liste de toutes les stations officielles de télévision constituant le réseau français.

Dans ce tableau sont consignées toutes les indications qui permettent d'établir non seulement les récepteurs, mais aussi les antennes. Nous en profitons pour donner quelques rappels.

Ces précisions sont sans aucun doute connues par de nombreux lecteurs, mais il en est aussi beaucoup à qui elles peuvent être utiles.

On trouvera également quelques indications concernant des stations étrangères qui peuvent être reçues en FRANCE.

Les émissions françaises sont faites en 819 lignes en modulation de lumière positive, avec transmission de 25 images par seconde, en deux trames entrelacées. Il s'agit d'une modulation d'amplitude avec transmission de l'onde porteuse, de la totalité d'une bande latérale et d'une bande atténuée.

Les différents émetteurs sont placés dans des « canaux ». Il y a quatre canaux dans la bande 1 (entre 43 et 65,55 MHz) et huit canaux dans la bande 3 (entre 163 et 212,85 MHz).

Pour réduire les brouillages dans la mesure du possible, les positions de l'onde porteuse son et de l'onde porteuse image sont inversées suivant qu'il s'agit d'un canal portant un numéro pair ou d'un canal portant un numéro impair.

Aménagement des canaux.

L'aménagement des canaux est conforme à la figure 1. Certains points doivent être soulignés. La largeur totale d'un canal est

de 13,40 MHz. Ce qui correspond en fait, à la réunion de deux canaux « européens » ou C. C. I. R.

La modulation « vidéo », c'est-à-dire : de vision s'étend en principe, jusqu'à 10,40 MHz. La bande latérale non transmise est pratiquement coupée à partir de 1 MHz de la fréquence porteuse.

Le niveau du « blanc » correspond à 100 % de l'amplitude de crête de l'onde porteuse et le niveau du « noir » à 25 % ± 2,5 %.

Pendant les signaux de synchronisation, l'onde porteuse est pratiquement coupée.

Signaux de synchronisation.

« Synchronisation horizontale ou « ligne ».

Il y a 819 lignes par seconde. Il en résulte que la fréquence d'exploration horizontale est de 20.475 Hz. La période correspondante est de 48,840 μs.

D'après les données du cahier des charges publiées dans le Journal Officiel. L'écart maximum entre deux lignes voisines est inférieur à 25 μs.

La transmission des « lignes » est interrompue pendant un certain temps pour permettre le passage du signal de synchronisation. C'est la période de suppression ou d'effacement. La durée effective d'une ligne hors suppression est de 39,07 μs. Elle est de 39,34 μs en tenant compte de l'effacement.

Le signal de synchronisation horizontale est représenté à l'échelle, sur la figure 2. Il comporte trois périodes :

a) Palier antérieur ou de « pré-synchronisation » au niveau du noir d'une durée

Vous n'avez peut-être pas lu tous les derniers numéros de « RADIO-PLANS »

Vous y auriez vu notamment :

N° 150 D'AVRIL 1960

- Pratique de la modulation de fréquence.
- Adaptateur FM permettant la réception des émissions FM stéréophoniques - ECC85 - EF82 (2) - 6AL5 - EM84 - EZ80 - ECF80.
- Améliorations des réceptions TV.
- Ensemble stéréophonique.
- Changeur de fréquence 4 lampes + la valve ECH81 - 6AV6 - EL84 - EZ80.
- Récepteur portatif 7 transistors muni d'une prise antenne auto OC44 - OC45 (2) - OC71 (2) - OC72.
- Mise au point des récepteurs de trafic.

N° 149 DE MARS 1960

- Récepteur universel à transistors SFT108 - SFT106 - SFT107 - SFT153 - SFT121 (2)
- Vérification et amélioration des antennes TV
- Electrophone stéréophonique ECC82 - EL84 - ECC83 - EZ81.
- Le WS19.
- Changeur de fréquence 4 lampes Noval + la valve et l'indicateur d'accord ECH81 - EBF80 (2) - EL84 - EM80 - EZ80.
- Récepteurs de trafic.
- Un super vraiment réduit.

N° 148 DE FÉVRIER 1960

- Réception de la modulation de fréquence.
- Récepteur et appareils de mesure.
- Récepteur changeur de fréquence ECH81 - EBF80 - 6BA6 - 6BM5 - EM80 - EZ80.
- Récepteur AM - FM à ampli BF bicanal EF85 (2) - EL84 - ECH81 - EB91 - BEF80 - 5Y3GB.
- Electrophone stéréophonique ECC83 - EL84 - EZ81 - ECC83 - EL84.
- Réalisation d'un posemètre à cellule photovoltaïque.

N° 147 DE JANVIER 1960

- Amplificateur de fréquence intermédiaire et circuit limiteur.
- Electrophone fonctionnant sur pile et équipé avec 4 transistors TR14 - SFTB10 - SFT111 (2) - SFTB10.
- Téléviseur multicanal 6BQ7A - ECF82 - EF80 (3) - EB91 - EL84 - EBF80 - ECL82 - EL36 - EY81 - EY82.
- Amateur et surplus : récepteur CR100.
- Transistormètre.
- Deux émetteurs de télécommande.

N° 146 DE DÉCEMBRE 1959

- Les circuits du récepteur.
- Changeur de fréquence 4 lampes ECH81 - EF89 - EBF80 - EL84 - EM85 - EZ80.
- Récepteur haute fidélité AM-FM et stéréophonique EF85 (4) - ECH81 - EM84 - ECC81 (4) - EL84 (2) - 6AL5 - EZ81.
- Applications spéciales des transistors.
- Les posemètres photographiques.
- Récepteur portatif et auto à 8 transistors EC45 (4) - OA79 - OC71 (2) - OC72 (2).

1,20 NF le numéro

Adressez commande à « RADIO-PLANS », 43, rue de Dunkerque, Paris-X^e, par versement à notre compte chèque postal : Paris 259-10. Votre marchand de journaux habituel peut se procurer ces numéros aux messageries Transports-Presses.

maximum de 0,5 μ s. L'importance de ce palier dépend du niveau de la lumière à la fin de la ligne. Si le point d'exploration est au niveau du blanc, il se peut que ce palier disparaisse. Il faut tenir compte de l'inévitable « temps de descente » des circuits. Au contraire, si la ligne se termine sur un « noir » la durée maximum de 0,5 μ s est respectée.

b) *Signal de synchronisation.* C'est le signal destiné à provoquer le déclenchement de la base de temps horizontale. C'est une impulsion à front raide d'une durée totale de 2,5 μ s et qui correspond pratiquement à la suppression totale de l'onde porteuse « image ».

c) *Palier postérieur ou de « post-synchronisation ».* Ce palier, d'une durée de 5 μ s est ménagé pour permettre le retour du « spot », qui doit quitter rapidement le bord de l'image pour aller commencer, par la gauche, l'exploration de la ligne suivante.

La durée totale du signal de synchronisation est ainsi de : 0,5 + 2,5 + 5 soit 8 μ s. La durée du signal d'effacement de ligne étant de 9,7 \pm 0,2 μ s.

Synchronisation verticale ou « trames ».

Il y a 25 images complètes par seconde, c'est-à-dire 50 trames. Il en résulte que la fréquence d'exploration horizontale est de 50 Hz : celle du secteur.

A la fin de l'exploration de chaque trame, la transmission d'information « vidéo » est supprimée pendant 41 lignes pour permettre le passage du signal de synchronisation de trame et le retour du spot, depuis le bas, jusqu'à la partie supérieure de l'écran. La durée du signal d'effacement de trame est de 2 ms (c'est-à-dire 2.000 μ s).

Il résulte de cela, que le nombre de lignes réellement visibles sur l'écran est de : 819 — (2 \times 41) = 737 lignes.

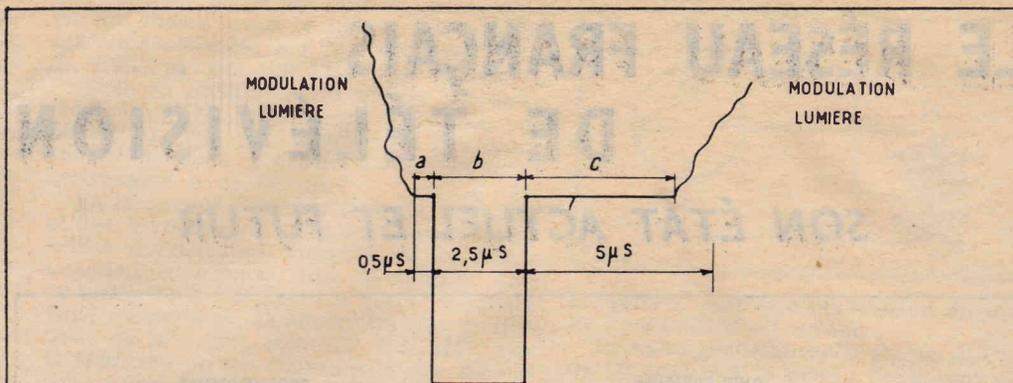


FIG. 2

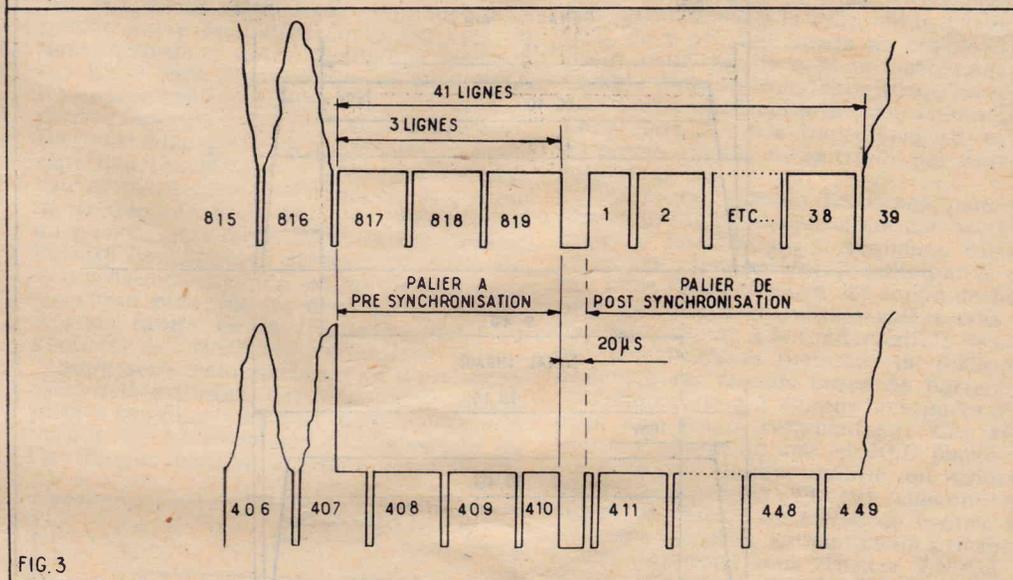


FIG. 3

Pour permettre l'entrelacement des deux trames, les signaux sont transmis comme l'indique la figure 3.

Le signal de synchronisation consiste en une impulsion à front raide d'une durée de 20 μ s (c'est-à-dire huit fois plus longue que celle du signal de synchronisation horizontale).

La ligne n° 1 n'est pas visible puisqu'elle suit immédiatement le signal de synchronisation et est englobée dans le palier d'effacement et il en est de même des 38 lignes suivantes. La modulation ne reprend qu'à partir de la 39^e ligne. C'est celle que l'on peut apercevoir à la partie supérieure de l'écran.

Le balayage se poursuit ainsi jusqu'à la ligne n° 407. La modulation de celle-ci est interrompue brusquement au milieu, comme l'indique notre croquis. Les lignes 408, 409 et la moitié de la ligne 410 sont noires.

Au milieu de la ligne 410 est transmis le signal d'entrelacement ou de fin de trame qui est, en tous points, identique au signal de « fin d'image ».

Mais il n'occupe pas la même position et c'est précisément de cette manière qu'on peut obtenir l'entrelacement. Suivent ensuite les lignes 411, 412, etc. La modulation reprend au milieu de la ligne 449, qui doit se placer normalement juste au-dessus de la première ligne visible, c'est-à-dire la ligne 39. Ainsi le cycle est complet.

Deux remarques importantes.

1° On notera que l'impulsion de « fin d'image » fait disparaître un signal de fin de ligne... ce qui est sans importance.

Mais on notera aussi que l'impulsion de fin de trame est immédiatement suivie d'un signal de fin de ligne. Il en résulte qu'après passage dans différents circuits les deux signaux peuvent fort bien se présenter d'une manière différente. C'est une cause

possible (parmi d'autres) de mauvais entrelacement ou de « pairage ».

2° En réalité le signal de fin d'image n'est pas exclusivement suivi de lignes noires. En décadrant l'image vers le bas, on peut voir que la partie supérieure de l'image est marquée d'une bordure blanche.

Il s'agit de signaux utilisés par la R. T. F. pour la mise au point et le contrôle du réseau. Ces signaux comportent : une très brève impulsion au niveau du blanc, une ligne blanche, une ligne « en escalier », c'est-à-dire allant, par palier, du blanc jusqu'au noir...

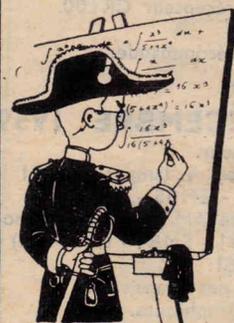
On peut d'ailleurs fort bien utiliser ce signal pour vérifier le fonctionnement des circuits d'un téléviseur... Mais cela, c'est une autre histoire.

Tableau des canaux français.

Canaux	Fréquence image MHz	Fréquence son MHz	
Bande I	1	43,00	54,15
	2	52,40	41,25
	3	56,15	67,30
	4	65,55	54,40
Bande III	5	164	175,15
	6	173,40	165,25
	7	177,15	188,30
	8	186,55	175,40
	8a	185,25	174,10
	9	199,30	201,45
	10	199,70	188,55
	11	203,45	214,60
12	212,85	201,70	

En écrivant aux Annonceurs
recommandez-vous de
RADIO-PLANS
vous n'en serez que mieux servi...

LES MATH SANS PEINE



Les mathématiques sont la clef du succès pour tous ceux qui préparent ou exercent une profession moderne. Initiez-vous, chez vous, par une méthode absolument neuve et attrayante d'assimilation facile recommandée aux réfractaires aux mathématiques.

RÉSULTATS RAPIDES GARANTIS

ÉCOLE DES TECHNIQUES NOUVELLES
20, Rue de l'Espérance, PARIS (13^e)

Dès AUJOURD'HUI, envoyez-nous ce coupon ou recopiez-le. Veuillez m'envoyer sans frais et sans engagement pour moi, votre notice explicative n° 124 concernant les mathématiques.

Nom..... Ville.....
Rue..... N°..... Dépt.....

Tableau des stations de télévision en service.

Nom de la station	Canal (n°)	Polarisation	Puissance en kilowatts de l'émetteur image
Ajaccio la Punta	4	H	0,050
Alger-Chrea	6	H	0,050
Alger-Matifou	11	H	0,500
Amiens-Bouvigny	11	V	20
Anney-Epagny	8	H	0,003
Arcachon-Belvédère	6	V	0,003
Aurillac-La Bastide du Haut Mont	11	V	0,500
Auxerre-Côtes Saint-Georges	6	H	0,003
Besançon-Brégille	5	H	0,003
Bordeaux-Bouliac	10	H	0,500
Boulogne-Mont Lambert	4	V	0,050
La Bourboule-Charlannes	9	V	0,000015
Bourges-Neuvy-les Deux-Clochers	9	H	20
Caen-Mont-Pinçon	2	H	20
Cannes-Pic de l'Ours	6	V	3
Chamonix-Aiguille du Midi	6	H	0,003
Cherbourg-Digosville	12	H	0,500
Clermont-Puy de Dôme	6	V	10
Cognac-Gente	5	V	0,0003
Dijon-Nuits-Saint-Georges	10	V	0,500
Epinal-Bois de la Vierge	12	V	0,040
Fécamp-Côte de la Vierge	6	H	0,003
Gex-Mont Rond	7	V	0,050
Grenoble-Chamrousse	10	H	0,0003
Le Havre-Harfleur	7	H	0,050
Le Mans-Mayet	12	V	10
Lille-Bouvigny	8 a	H	20
Limoges-Les Cars	2	H	20
Le Puy-Roche Arnaud	5	H	0,003
Longwy-Bois du Chat	12	V	0,040
Lourdes-Lasserre	11	H	0,003
Lyon-Fourvière	5	H	0,100
Lyon-Mont Pilat	12	H	20
Marseille-Grande-Etoile	8	H	10
Megève-Rochebrune	7	V	0,010
Metz-Luttange	6	H	10
Mézières-Sury	8 a	V	0,500
Mulhouse-Belvédère	8	H	20
Nancy-Vandœuvre	7	V	0,050
Nantes-Haute-Goulaine	4	V	0,050
Nice-Mont Alban	11	V	0,050
Oran-Perret	8	H	0,050
Paris-Tour Eiffel	8 a	H	20
Reims-Hautvillers	5	V	10
Rennes-Saint-Pern	5	H	20
Rouen-Grand-Couronne	10	H	10
Saint-Die-Roche Saint-Martin	12	H	0,003
Saint-Etienne-Croix de Guiray	8	H	0,040
Saint-Gervais-Mont Joux	9	H	0,010
Saint-Laurent-du-Pont-Genébroz	8	H	0,0003
Sarreguemines Hôpital	12	V	0,003
Strasbourg-Lauth	5	H	3
Tara-Bel-Air	9	H	0,003
Tizi-Ouzou-Beloua	7	V	0,0003
Toulon-Sicile	11	H	0,040
Toulouse-Pic du Midi	5	H	0,500
Toulouse-Pechbonnieu	10	H	0,050
Voiron-Le Mollard-Guillon	7	V	0,003

On notera l'existence du canal F8A, utilisé par Paris, Lille etc..., qui ne correspond pas exactement au canal F8. Il y a, en effet, un décalage de 186,55 — 185,25 = 1,30 MHz qui a été adopté pour éviter certains brouillages.

Les canaux 1 et 3 ne sont actuellement utilisés par aucune station française.

Quelques explications nécessaires. Puissance indiquée.

La puissance indiquée est la *puissance de crête* de l'émetteur « image », c'est-à-dire la puissance qui est effectivement transmise à l'antenne radiatrice pendant l'émission d'un blanc.

Certains lecteurs pourront s'étonner car il n'y a guère... la « Radio-Télévision-Fran-

çaise » nous annonçait, par exemple, que la puissance de l'émetteur parisien était modestement de 200 kW ! Il s'agissait, en réalité, d'une puissance *apparente*.

Cette manière optimiste de mesurer les kilowatts est une aimable plaisanterie contre laquelle nous nous sommes élevés à plusieurs reprises, par la parole... et par la plume.

Elle se justifie de la manière suivante : L'antenne de l'émetteur ne rayonne pas sa puissance dans toutes les directions, mais la concentre principalement dans la direction horizontale. Si cette concentration atteint le chiffre 10... On peut multiplier la puissance par 10... L'émetteur de Paris fournissant 20 kW réels devient ainsi un émetteur de 200 kW « apparents !... »

Faut-il préciser qu'un watt est le produit

d'un ampère par un volt ? Ce n'est sans doute pas nécessaire puisque les techniciens de la Radio-Télévision Française s'en tiennent maintenant à des kW réels.

La puissance des émetteurs « son », lesquels transmettent tous en modulation d'amplitude avec les deux bandes latérales, est mesurée par le quart de la puissance indiquée.

Signalons en passant que la qualité du son de la télévision dépasse très largement ce qu'on peut obtenir en radiodiffusion sur les ondes moyennes. On arrive pratiquement à une qualité comparable à celle des émetteurs en modulation de fréquence. Les fréquences acoustiques transmises s'étendent jusqu'à 15 kHz.

Dans les tableaux précédents on notera que certaines stations ont des puissances de 3 W et même de 0,3 W (ou 300 mW). Il s'agit de relais locaux destinés à boucher certains « trous » de propagation. La portée utile d'un relais de 3 W peut atteindre en terrain normal, une vingtaine de kilomètres. Un relais de 0,3 W permet de satisfaire tous les habitants d'une assez forte localité.

Beaucoup de relais de cette sorte, plus ou moins « clandestins » ne figurent pas dans cette liste. Ce sont des émetteurs dont l'installation a été entreprise par des « Téléclubs » ou des municipalités. Il est difficile d'en connaître le nombre exact, mais il doit être de plusieurs dizaines et ne peut que s'accroître par la suite. Il y a, en effet, de très nombreuses localités dont les habitants seront éternellement privés de télévision si la solution du « répéteur » d'image n'est pas adoptée.

Polarisation.

Suivant la disposition géométrique de l'antenne d'émission le rayonnement produit peut être polarisé horizontalement ou verticalement.

Pour recevoir des ondes polarisées horizontalement, il faut que les brins de l'antenne réceptrice soient disposés horizontalement... Si vous utilisez une antenne dont les brins sont disposés horizontalement pour recevoir un rayonnement polarisé verticalement, vous n'aurez que de mauvais résultats.

C'est pour réduire les interférences entre stations que l'on adopte tantôt l'une, tantôt l'autre polarisation. En théorie, on obtient une meilleure protection contre les parasites de voiture avec la polarisation horizontale, parce que précisément, les rayonnements perturbateurs sont polarisés verticalement.

En pratique, on constate que la différence n'est guère appréciable.

A grande distance, c'est-à-dire au-delà de 60 à 80 km de l'émetteur on observe assez souvent des rotations du plan de polarisation. C'est ainsi qu'il est possible dans certains cas de recevoir l'émission d'Hautvillers (Reims) polarisation verticale, canal 5 avec la même antenne que l'émission de Paris, polarisation horizontale canal 8A... et cela sans même changer l'orientation d'antenne. Il va sans dire que la réception serait meilleure avec une antenne convenablement orientée et disposée...

Quelques autres stations peuvent être reçues en France. Télé Monte-Carlo.

Télé Monte-Carlo transmet avec une puissance de 5 kW dans le canal français F 10, en polarisation horizontale.

L'émission est faite avec le standard français.

Télé Luxembourg transmet avec une puissance de 10 kW dans le canal européen n° 7 en polarisation horizontale (voir tableau plus bas), avec 819 lignes.

Mobel

● ROCK 425 ●

Puissance 5 W couvercle dégonflable, valise luxueuse gainée 2 tons.

Ensemble constructeur,

valise, châssis, 2 grilles, HP 19 cm, 3 boutons.

Prix: NF 79.20

Pièces détachées complémentaire

Prix: NF 5 1.75



Dim. : 400 x 305 x 85 mm.

Le jeu de lampes ECH81 - EL84 - EZ80. NF 14.95

Le HP de 18 cm. NF 22.50

Le TD Star 4 vitesses. NF 72.25

En pièces détachées. NF 240.65

En ordre de marche. NF 256.00

● HIT PARADE HI-FI ●

Puissance 5,5 W, 3 HP, contrôle séparé des GRAVES et des AIGUES.

Peut recevoir toutes les platines du commerce.

Ensemble constructeur, valise, châssis, tissu, boutons. NF 101.40

Toutes les pièces détachées.

NF 51.10

Le jeu de lampes

NF 14.95

HP 21 cm

NF 23.50

HP 10 cm

NF 16.50



Dim. : 420 x 390 x 210 mm.

COMPLÉT en pièces détachées. NF 207.45

Changeur « Melodyne » 4 V, changeur à 45 tours. NF 145.00

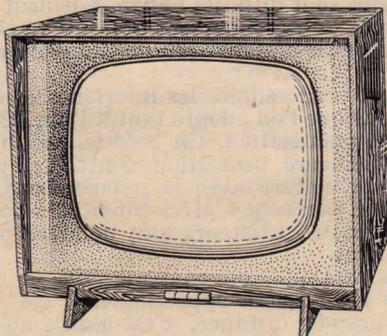
Prix. NF 389.50

COMPLÉT, en ordre de marche avec 2 HP.

Prix. NF 389.50

Peut se monter avec un troisième HP de 10 cm.

Supplément. NF 16.50



● TÉLÉ-RECORD 43 ●

TÉLÉ-RECORD 43. Tube 43/90° statique. Clavier 4 touches pour réglage son et image. 18 tubes + germanium. Filaments en parallèle. 12 canaux. HP AP. Alimentation secteur 110-245 V.

COMPLÉT en ordre de marche. NF 799.00

GARANTI UN AN

TAXE 2,85 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS

Mobel

RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUTIQUE JAUNE en haut des marches.

35, rue d'alsace, 35 Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C. Postal : PARIS-X^e
Tél. : NORD 88-25 - 83-21 3246-25 Paris.

BON R.-P. 5-60

Veillez m'adresser votre CATALOGUE GÉNÉRAL 1960, ensembles prêts à câbler, pièces détachées, postes en ordre de marche. Ci-joint NF 1.50 en timbres pour participation aux frais.

NOM.....

ADRESSE.....

Numéro du RM (si professionnel).....

GALLUS PUBLICITÉ

Tableau des stations prévues.

Nom de la station	Canal n°	Polari-sation	Puissance kW	Date prévue
Apt-Rocsalieres.....	12	H	0,0003	—
Bastia-Serra di Pigno.....	2	V	0,500	1960
Besançon-Lomont.....	4	V	3	2-1961
Brest.....	8	H	10	1961
Carcassonne-Pic de Nore.....	4	V	20	5-1961
Chambéry-Mont du Chat.....	6	V	0,003	—
Menton-Cap Saint-Martin.....	6	H	0,003	—
Nantes-Haute-Goulaine.....	4	V	20	3-1960
Niort-Maisonnay.....	7	V	20	7-1960
Rennes-Mont Couesme.....	5	H	0,050	—
Nord-Alsace.....	5	H	3	1961
Toulouse-Pic du Midi.....	5	H	20	9-1963
Troyes-Les Riceys.....	2	H	20	9-1960
Vannes-Landes de Lanvaux.....	12	H	0,500	1961

Il faut cependant prévoir une modification du récepteur car l'écart entre les porteuses image et son n'est que de 5,5 MHz et la bande vidéo est limitée à 5 MHz. Le son est, comme en France, transmis en modulation d'amplitude.

Émissions belges-françaises.

Le système est le même que pour télé-Luxembourg.

Wavre canal E8, polarisation horizontale puissance 10 kW.

Liège canal E3, polarisation horizontale puissance 10 kW.

Émissions belges-flamandes.

C'est le système européen : Modulation négative de lumière. Son en modulation de fréquence.

Wavre canal E 10, polarisation horizontale, puissance 10 kW.

Anvers canal E2 polarisation verticale, puissance 2 kW.

Ruiselede canal E2, polarisation horizontale, puissance 10 kW.

Émissions allemandes.

Baden-Baden E7, polarisation horizontale 10 kW.

Feldberg E8, polarisation horizontale 10 kW.

Stuttgard E5, polarisation horizontale 10 kW.

Canaux européens.

Fréquences en MHz.

N°	Image	Son
Bande I 1	41,25	46,75
— 1a	42,25	46,75
— 2	48,25	53,75
— 2a	49,75	55,25
— 3	55,25	60,75
— 4	52,25	67,75
— 4a	82,25	87,75
Bande III 5	175,25	180,75
— 6	182,25	187,75
— 7	189,25	194,75
— 7a	192,25	197,75
— 8	196,25	201,75
— 8a	201,25	206,75
— 9	203,25	208,75
— 10	210,25	215,75
— 11	217,25	222,75

Sarrebruck E5, polarisation verticale 10 kW.

Il s'agit du standard CCIR.

Émissions suisses.

La Dôle E4, polarisation horizontale 10 kW.

Berne E2, polarisation horizontale 3 kW.

COLLECTION les SÉLECTIONS de SYSTÈME "D"

Numéro 42

ENREGISTREURS

A DISQUES — A FIL — A RUBAN
ET 2 MODÈLES DE

MICROPHONES

ÉLECTRONIQUE ET A RUBAN

Prix : 0,60 NF

Numéro 47

FLASHES, VISIONNEUSES, SYSTÈME ÉCONOMISEUR DE PELLICULE ET AUTRES

ACCESSOIRES

pour le photographe amateur.

Prix : 1,20 NF

Numéro 64

LES TRANSFORMATEURS

STATIQUES, MONO et TRIPHASÉS

Principe — Réalisation — Réparation
Transformation — Choix de la puissance en fonction de l'utilisation —

Applications diverses.

Prix : 1,50 NF

Ajoutez pour frais d'expédition 0,10 NF par brochure à votre chèque postal (C.C.P. 259-10) adressé à « Système D », 43, rue de Dunkerque, PARIS-X^e, ou demandez-les à votre marchand de journaux.

AMÉLIORATIONS DES RÉCEPTIONS TV

par Gilbert BLAISE

Mise au point de l'amplificateur VHF.

Revenons au préamplificateur cascode étudié dans notre précédent article et dont le schéma est reproduit à la figure 1.

Pour la mise au point on pourra utiliser une méthode simplifiée ne nécessitant pas d'appareils de mesure spéciaux tels que générateurs VHF (20 à 250 MHz) et voltmètres électroniques que l'amateur ne possède pas en général.

Le meilleur générateur est l'émission à recevoir à condition de l'utiliser judicieusement.

Il est évident que le réalisateur du préamplificateur possède un excellent téléviseur en ordre de marche sans lequel le préamplificateur ne serait d'aucune utilité. L'antenne TV est également à la disposition du réalisateur. Cette antenne peut être individuelle ou collective.

Pratiquement, le générateur sera remplacé par l'émetteur, l'antenne de réception et le câble de descente.

L'extrémité de ce câble sera connectée aux bornes de LL₁ comme indiqué sur la figure 1.

Le voltmètre électronique sera remplacé par le téléviseur, et pour cela on connectera le câble coaxial de sortie à la fiche du câble coaxial d'entrée du récepteur TV.

Ces deux connexions doivent être effectuées à l'aide de fiches coaxiales mâles et femelles identiques à celles qui servent au branchement normal de l'antenne au téléviseur.

La figure 2 montre le branchement à l'aide de ces fiches coaxiales.

Sans préamplificateur, la fiche F₁ du coaxial relié à l'antenne est connectée à la fiche F₄ du câble coaxial sortant du coffret du téléviseur ou fixée sur le panneau arrière de cet appareil.

Les deux fiches du préamplificateur qui permettent de l'intercaler dans le circuit sont disposées de façon que F₂ soit identique à F₄ et F₃ identique à F₁, cette dernière étant fixée sur le câble d'entrée du préamplificateur. Grâce à ces dispositions il sera aisé de placer le préamplificateur entre antenne et téléviseur sans modifier l'installation primitive.

Utilisation de l'émission TV.

On se servira de l'émission au moment de la transmission des mires et du son à une seule note (donc avant la transmission de la musique).

Le préamplificateur aura été vérifié avec soin préalablement. Sauf en ce qui concerne l'accord des circuits L₁, L₂, L₃, L₄, L₅ et L_n, le préamplificateur est considéré comme étant correct.

Assurons-nous d'abord que l'installation fonctionne sans préamplificateur. Pour cela, réalisons le montage normal avec la liaison de la fiche F₁ de l'antenne à la fiche F₄ du récepteur TV.

Accordons correctement celui-ci de façon à avoir les meilleurs image et son.

Rappelons ce que signifient ce qualificatif dans le problème qui nous intéresse ici.

La meilleure image n'est pas celle qui est la plus « contrastée », mais celle qui, moins contrastée que le maximum possible, est

de la meilleure qualité au point de vue des détails de petites dimensions.

Sur la mire, on trouve des petits carrés dans lesquels ont été tracés des traits verticaux marqués 450, 500, 600, 700, etc. Il s'agit d'obtenir la visibilité des traits les plus rapprochés donc correspondant au nombre le plus élevé. La plupart des téléviseurs permettent de voir distinctement les traits 700 au moins. D'autres font voir les traits 750 ou encore mieux.

En ce qui concerne le son, le « meilleur » son correspond au son le plus fort.

Il est par conséquent très facile de trouver le meilleur réglage d'un téléviseur, c'est celui qui permet d'obtenir le maximum de puissance sonore en agissant sur le petit condensateur variable qui accorde l'oscillateur.

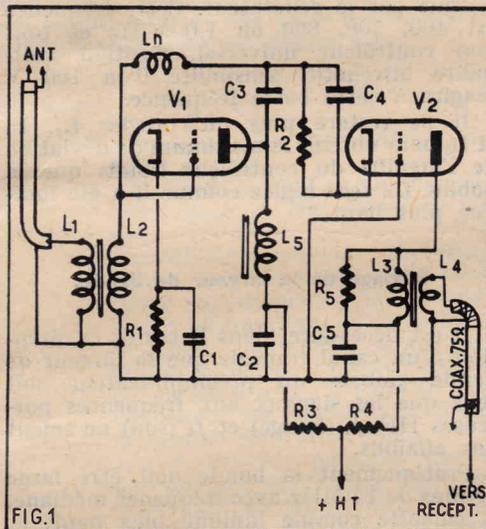


FIG. 1

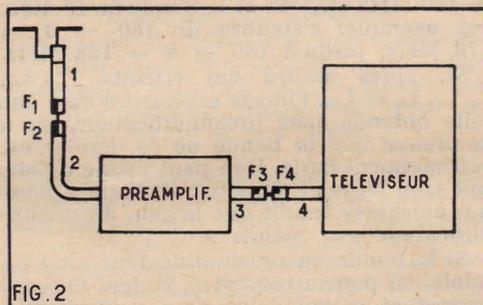


FIG. 2

Si le téléviseur a été bien réglé par son constructeur, au son le plus puissant correspondra l'image de la meilleure qualité.

Réglage du préamplificateur.

Intercalons le préamplificateur entre l'antenne et le téléviseur. Si le préamplificateur est assez près de l'accord correct, le son et l'image seront transmis par lui, et le son et l'image pourront être plus faibles que dans le branchement direct.

Il conviendra alors de régler les accords de L₁, L₂ et L₃, L₄ pour obtenir la « meilleure image » mais non le maximum de son.

Voici la cause de cette différence entre le mode de réglage du téléviseur et celui du préamplificateur.

Lorsqu'on règle le téléviseur, qui est à montage superhétérodyne comme c'est le cas de tous les appareils modernes, on agit sur l'accord de l'oscillateur de façon que la HF son accordée sur f_s soit transformée en MF son accordée sur f_{ms}, l'oscillateur étant accordé sur f_n, on a, par exemple :

$$f_{ms} = f_s - f_n$$

Ainsi, pour l'émission de Paris canal 8a, f_s = 174,1 MHz; f_i = 185,25 MHz. Si l'on prend f_{ms} = 26,6 MHz, on obtient f_n = f_s - f_{ms} = 174,1 - 26,6 = 147,5 MNz.

Par l'image, on sait que l'émetteur ne transmet pas les deux bandes latérales intégralement, mais une seule en entier et l'autre partiellement.

Ainsi dans le cas de l'émission de Paris, la bande latérale transmise intégralement s'étend sur 10 MHz environ, entre 185,25 MHz et 175,25 MHz.

Si la MF image est accordée sur une bande de 10 MHz, les limites de cette bande sont :

$$f_{m1} = 185,25 - 147,5 = 37,75 \text{ MHz.}$$

$$\text{Et } f_{m2} = 175,25 - 147,5 = 27,75 \text{ MHz.}$$

Il en résulte que lorsqu'on accorde l'oscillateur sur 147,75 MHz, on obtient exactement la MF son porteuse f_{ms}, donc le son le plus puissant et la bande MF image de 27,75 à 37,75 MHz, dont le milieu est 32,75 MHz, alors que l'image la plus contrastée est obtenue par une fréquence MF médiane proche de f_{m1} = 37,75 MHz.

Pour le préamplificateur, il en est différemment. En effet, la bande passante du préamplificateur est centrée sur la fréquence médiane comprise entre f_i et f_s, ce qui donne :

$$f_0 = \frac{f_i + f_s}{2} = \frac{185,25 + 174,1}{2}$$

ou f₀ = 179,675 MHz, pratiquement 180 MHz. A cette fréquence d'accord, le son n'est pas reproduit le plus puissamment car le maximum correspondrait à f = 174,1 MHz. Il en est de même de l'image qui n'est pas la plus contrastée, le maximum de contraste correspondant à f proche de 185,25 MHz.

On réglera, par conséquent, L₁, L₂ et L₃, L₄ de manière à obtenir un son plus puissant que sans préamplificateur, mais pas le plus puissant et une image plus contrastée, tout en conservant la qualité des détails.

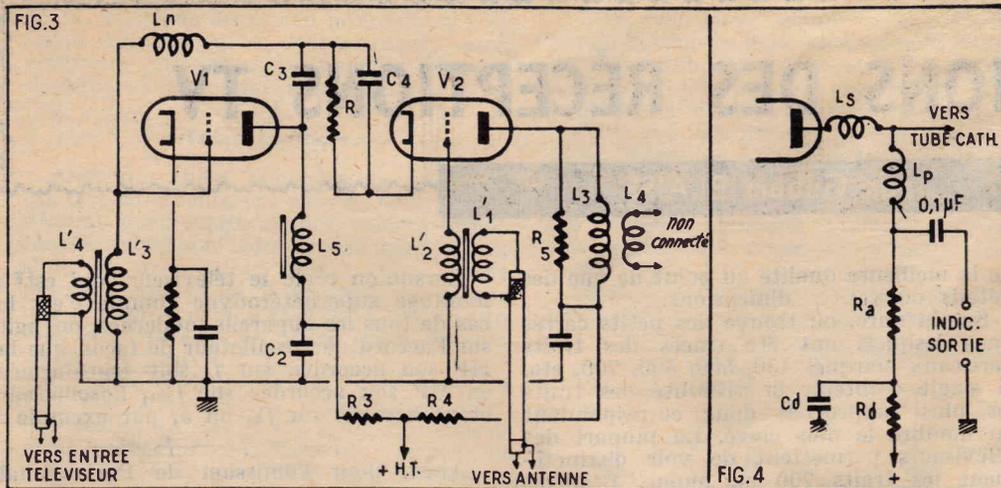
On réglera ensuite L₅ suivant les mêmes recommandations. Ce réglage est d'ailleurs très flou et il suffira de rechercher la position du noyau donnant le maximum de puissance et de contraste.

Réglage de la neutralisation.

Reste le réglage de la bobine de neutralisation (ou neutrodyne) L_n. Cette bobine doit s'accorder sur la fréquence du signal à recevoir avec la capacité grille-plaque de la lampe.

La fréquence d'accord se situe donc vers 180 MHz et si l'on accorde sur cette fréquence le neutrodyne, ne sera valable qu'à cette fréquence uniquement.

En réalité les choses sont beaucoup plus favorables pour le réalisateur car les circuits étant très amortis, il y a peu de tendance à l'instabilité et le plus souvent le



montage de la bobine L_n s'avère superflu.

Supposons toutefois qu'il y ait oscillation à une fréquence f de la bande à transmettre. Il suffira de régler le noyau de la bobine L_n jusqu'à disparition de cette oscillation.

Si aucune oscillation ne se manifeste, on pourra accorder L_n suivant la méthode ci-après.

1° Intercaler dans le fil de la grille de V_2 un générateur accordé sur le milieu f_0 de la bande à transmettre.

2° Connecter aux bornes de L_2 un indicateur de sortie.

3° Régler L_n de manière que l'indicateur marque le minimum de tension aux bornes de L_2 .

Le principe de ce réglage est basé sur le fait qu'à la résonance le circuit $L_n C_{gp}$ a une impédance maximum (elle serait infinie si aucune perte n'existait).

Dans ces conditions, si le générateur applique un signal à la grille de V_2 , cette lampe fonctionne comme une sorte de cathodyne HF avec entrée à la grille et sortie à la plaque et à la cathode. Seule cette dernière sortie nous intéresse ici. Le signal partant de la cathode de V_2 passe au circuit L_2 à travers $L_n C_{gp}$. Il est donc minimum aux bornes de L_2 lorsque l'impédance de $L_n C_{gp}$ est maximum.

Si l'on ne possède pas d'appareil de mesure, on procédera comme suit :

1° Réaliser un second bobinage $L'_1 L'_2$ identique au bobinage $L_1 L_2$ et intercaler L'_2 dans le fil de grille de V_2 .

2° Connecter l'antenne à la bobine L'_1 .

3° Réaliser un autre bobinage $L'_3 L'_4$ identique au bobinage $L_3 L_4$ et le monter à la place de $L_1 L_2$ à l'entrée, circuit grille de V_1 .

4° Connecter L'_4 à l'entrée du récepteur à la place de L_4 .

5° Accorder L_n jusqu'à obtention d'un minimum de son et de contraste d'image (voir fig. 3).

Cette méthode est forcément imprécise théoriquement, car on n'utilise pas un signal à fréquence déterminée (180 MHz dans notre exemple), mais toute une bande de fréquences. En pratique, toutefois, on réussit après quelques essais à bien régler la bobine L_n . Comme nous l'avons dit, il est souvent inutile de la régler.

Après cette mise au point, on rétablira le montage primitif et on accordera à nouveau $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$, ainsi que L_5 si nécessaire.

Mise au point avec appareils de mesure.

On branche le générateur VHF, accordé sur la fréquence médiane f_0 de la bande à la place de l'antenne, donc aux bornes de L_1 (fig. 1). La bobine L_4 est toujours

connectée au téléviseur car l'indicateur de sortie n'est pas relié aux bornes d'un circuit HF ou MF. On le branchera entre la plaque de la dernière lampe vidéo-fréquence et la masse suivant le schéma de la figure 4.

Il faut que l'indicateur fonctionne à la fréquence à laquelle on module le VHF fournie par le générateur. Cette fréquence est 400, 500, 800 ou 1.000 Hz et tout bon contrôleur universel, position volt-mètre alternatif, sensibilité 0 à 100 V réagira à cette basse fréquence.

Il ne restera plus qu'à régler L_2 , L_4 et L_5 pour obtenir le maximum de déviation de l'aiguille du contrôleur tandis que la bobine L_n sera réglée comme il a été indiqué plus haut.

Réglage de la largeur de bande.

Il est nécessaire, dans le cas de la réception d'un canal français que la largeur de bande globale du préamplificateur soit telle que les signaux aux fréquences porteuses HF, f_1 (image) et f_0 (son) ne soient pas affaiblis.

Pratiquement la bande doit être large de plus de 14 MHz avec fréquence médiane, f_0 calculée comme indiqué plus haut, et on a vu dans le cas du canal 8a que $f_0 = 180$ MHz environ et la bande de 16 MHz par exemple, s'étendra de $180 - 8 = 172$ MHz, jusqu'à $180 + 8 = 188$ MHz.

Si, après accord des circuits $L_1 L_2$, $L_3 L_4$, L_5 et L_n , l'image est aussi bonne que celle obtenue sans préamplificateur, on a la preuve que la bande de ce dernier est suffisamment large. Il se peut même qu'elle soit trop large et dans ce cas, l'image n'est pas améliorée tandis que le gain du préamplificateur est réduit.

Si la bande du préamplificateur est trop faible, on pourra constater, malgré l'accord correct et le gain plus élevé qu'il procure un affaiblissement du son, et un manque de détails. Ainsi, si précédemment on distinguait les traits marqués 700 avec préamplificateur à bande de largeur insuffisante, on ne distingue plus que les traits marqués 500, par exemple, ou encore moins.

Il se peut aussi que l'image devienne instable, les signaux de synchronisation n'étant pas transmis convenablement.

De ce qui précède, on déduit qu'il est nécessaire que la bande du préamplificateur soit exactement réglée de façon qu'elle ne soit ni trop étroite, ni trop large.

Sur le montage de la figure 1, deux circuits ont une influence sur la largeur de bande : $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$.

D'une manière générale, la largeur de bande due à un circuit est donnée par la relation :

$$B = \frac{1.000.000}{2 \pi RC}$$

avec B en MHz, R en ohms, et C en picofarads.

Exemples : $R = 1.000 \Omega$, $C = 10$ pF. On a :

$$B = \frac{1.000.000}{6,28 \times 1.000 \times 10} = \frac{100}{6,28} = 15,9 \text{ MHz.}$$

Dans le circuit $L_1 L_2$, la bande dépend de l'ensemble des résistances R qui existent aux bornes de L_2 et des diverses capacités de la somme C, existant aux bornes de L_2 .

La capacité est de l'ordre de 10 pF et R de 1.000 Ω , d'où $B = 15,9$ MHz.

Il en est de même du circuit de sortie et l'ensemble des deux circuits donne lieu à une bande globale plus petite. Avec la valeur de B de 15,9 MHz, elle sera de l'ordre de 10 MHz, ce qui est insuffisant.

La mise au point se fera en montant aux bornes de L_2 et de L_3 des résistances égales de valeur de plus en faible jusqu'à obtention de la qualité d'image désirée.

On commencera par 20 k Ω , et on continuera par 15 k Ω , 10 k Ω , 3 k Ω , 2 k Ω .

Lorsque l'image sera bonne avec une valeur déterminée ainsi, par exemple 5 k Ω , on montera des résistances plus élevées, par exemple 6, 7, 8, 9 k Ω pour s'assurer que l'amplificateur n'a pas été trop amorti.

Signalons que les résistances montées dans les circuits à très haute fréquence jusqu'à 250 MHz doivent être de qualité spéciale et conserver leur valeur à ces fréquences.

Une résistance qui ne convient pas peut changer de valeur dans des proportions considérables aux fréquences élevées. Remarquons toutefois que la puissance de ces résistances peut être la plus réduite, 1/8 watt suffit.

Montage neutrode.

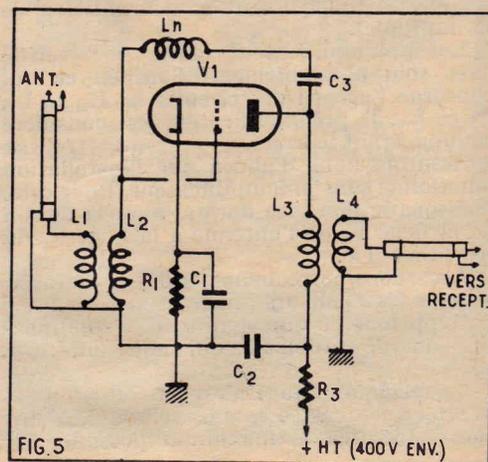
Un excellent préamplificateur peut être réalisé avec une seule triode montée en neutrode. Il s'agit en réalité du montage de la première lampe de cascode.

La réalisation pratique en est donnée par le schéma de la figure 5. Les modifications par rapport au premier étage du cascode ont été effectuées dans le circuit de plaque qui reçoit les bobines $L_3 L_4$ qui étaient précédemment dans celui de la plaque de V_2 .

Dans le montage cascode, la première triode n'amplifie pas, car son circuit de plaque est très amorti par le circuit cathode de la seconde lampe.

Il n'en est plus ainsi dans le neutrode, car dans son circuit de sortie les bobines $L_3 L_4$ sont amorties modérément comme celles d'entrée.

Si l'on emploie la même lampe que dans les montages de la figure 1, les valeurs des éléments marqués du même indice, R_1 , R_3 , C_1 , C_2 et C_3 restent inchangées à condi-



tion que la haute tension soit, elle aussi, la même.

Avec la plupart des lampes, elle est de 100 V à 25 V. La méthode est plus simple à réaliser que le cascode, mais sa stabilité est moindre.

Cela se comprend aisément en comparant les deux schémas des figures 1 et 5. Dans celui du cascode, figure 1, il y a entre les deux circuits accordés $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$, un circuit L_5 intermédiaire à bande très large, donc fortement amorti, qui réduit la réaction du circuit de sortie sur celui d'entrée. Dans le neutrode, figure 5, les deux circuits accordés à bande de largeur modérée sont couplés par la capacité grille-plaque C_g , qui est relativement élevée dans une triode d'où la nécessité de neutrodiner par la bobine L_n . Dans le neutrode, cette bobine est beaucoup plus nécessaire que dans le cascode et le neutrodynage doit être plus précis.

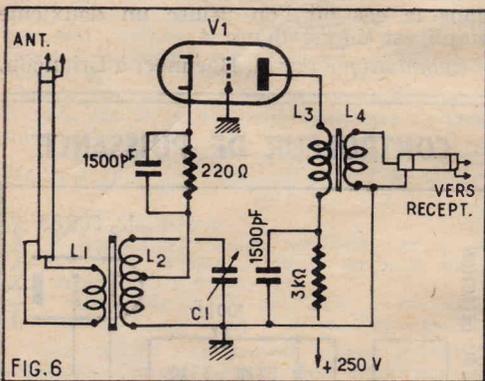
Mise au point du neutrode.

Après avoir mesuré les tensions aux divers points, c'est-à-dire environ 100 V à la plaque et au point commun de C_2 et R_3 , quelques volts en fractions de volt à la cathode de V_1 , zéro volt à la grille, on procédera à l'accord des circuits $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$ en effectuant les mêmes montages des entrées et sorties que pour le cascode. On accordera d'abord $L_3 L_4$ et ensuite $L_1 L_2$ en tenant compte des définitions des qualités d'image et de son données à propos du cascode.

Préamplificateur « grille à la masse ».

Le montage grille à la masse qui constitue le second étage du cascode peut être également utilisé seul comme préamplificateur. Son schéma est donné par la figure 6.

Le câble coaxial venant de l'antenne est connecté à son primaire L_1 couplé au secondaire L_2 accordé par l'ensemble des capacités parasites et une petite capacité ajustable C_1 de 10 pF. La cathode est reliée à la sortie de la bobine L_3 , ce qui permet



l'adaptation de 3 circuits : celui d'antenne à faible impédance de 75 Ω , celui d'accord à impédance moyenne et celui de cathode à impédance réduite.

La grille est à la masse et le circuit plaque est identique à celui du montage précédent.

On réalise les transformateurs $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$ comme pour les montages cascode et neutrode. Les branchements de l'entrée et de la sortie s'effectuent à l'aide de câbles et fiches, ces dernières n'étant plus indiquées sur les figures 5 et 6. La mise au point de ce circuit est classique et s'effectuera soit avec appareils de mesure, soit à l'aide de l'observation de la mire. On placera la prise sur L_2 à environ le quart de la totalité des spires de cette bobine à partir de la masse.

Il n'y a pas de neutralisation car dans le montage avec grille à la masse de la figure

En cas d'oscillation due au fait que la bobine de neutralisation L_n n'a pas été encore réglée, on amortira L_2 ou L_3 ou les deux jusqu'à stabilité parfaite, à l'aide de résistances montées provisoirement (valeurs de 20 k Ω à 1 k Ω).

L'accord étant obtenu, régler L_n pour la meilleure stabilité. Plus précisément, ce réglage peut s'effectuer avec un générateur et un indicateur, la lampe étant montée à l'envers comme on l'a fait pour le cascode.

Voici le détail de ce procédé appliqué au neutrode.

1° Réaliser des bobines $L'_1 L'_2$ identiques à $L_1 L_2$ et $L'_3 L'_4$ identiques à $L_3 L_4$.
2° Monter $L'_3 L'_4$ à la place de $L_2 L_1$ et $L'_1 L'_2$ à la place de $L_4 L_3$.

On n'a pas utilisé les bobines primitives à cause des fiches qui sont de « signes » opposés à ceux qui conviennent.

On pourra aussi laisser en place les bobines $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$, mais permuter les fiches, celle de L_4 étant branchée à L_1 et réciproquement.

3° Brancher le générateur aux bornes du secondaire du transformateur de sortie (circuit plaque) de V_1 .

4° Brancher le primaire du circuit d'entrée au câble coaxial d'entrée du téléviseur et l'indicateur à la VF comme le montre la figure 4.

5° Régler L_n jusqu'à obtention du minimum de déviation.

On pourra aussi connecter un voltmètre électronique directement aux bornes du circuit de grille de V_1 suivant les indications données pour le cascode.

6, la grille sert d'écran entre les circuits entrée et de sortie, ce qui évite leur couplage par la lampe.

Par contre, on évitera le couplage magnétique de $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$ à l'extérieur de la lampe en éloignant ces transformateurs l'un de l'autre, ou en les orientant convenablement. La tendance à l'oscillation du préamplificateur avec grille à la masse est d'ailleurs freinée par la faible impédance du circuit d'entrée.

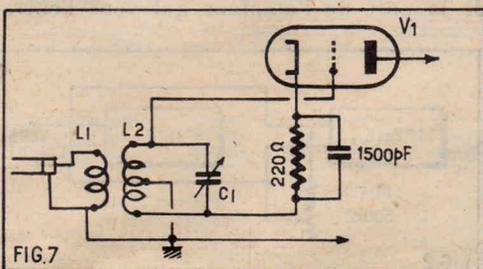
Préamplificateur modifié.

Comme le gain de ce dispositif triode est faible, on a cherché à le modifier en vue de profiter également de la présence de la grille.

Nous donnons à la figure 7 la partie modifiée du montage grille à la masse. Ici, la grille est reliée à une extrémité de L_2 , la cathode à l'autre et la masse à la prise qui se situe à environ un quart de nombre des spires de L_2 à partir de l'extrémité reliée à la grille. Il reste de ce fait peu de spires du côté grille et l'amortissement est grand. Ce montage est recommandable surtout pour les canaux de la bande 1. La lampe qui convient aux préamplificateurs des figures 5, 6 et 7 est la ECC85, un seul élément.

Noter que le schéma figure 7 convient également pour un préamplificateur à placer devant un récepteur à FM (modulation de fréquence).

Pour cette application qui peut intéresser certains lecteurs désirant augmenter



le gain de leur récepteur FM, les caractéristiques des transformateurs $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$ sont les suivantes :

$L_1 = 2$ spires, fil isolé sous synthétique de 1 mm de diamètre, à disposer entre les spires de L_2 côté cathode.

$L_2 = 7$ spires, fil sur 1 mm, prise de masse à 0,5 spire de la grille. Ecartement égal au diamètre du fil de L_1 .

Bobinage sur tube de 8 mm de diamètre. Le transformateur $L_3 L_4$ est identique à $L_1 L_2$ avec L_3 remplaçant L_2 et L_4 remplaçant L_1 . Pas de prise. Monter L_4 entre les spires de L_3 à partir du côté + HT.

Les circuits s'accordent avec des capacités ajustables de 10 pF et les noyaux de ferrite des bobinages.

Pour la FM, on élargira la bande en accordant $L_1 L_2$ et $L_3 L_4$ sur des fréquences différentes, par exemple le premier sur 90 MHz et le second sur 94 MHz.

EN CONSACRANT 8 à 10 heures PAR SEMAINE, CHEZ VOUS, tout en occupant vos loisirs,
sous la Direction personnelle de Fred KLINGER,
VOUS DEVIENDREZ UN TECHNICIEN DIPLOMÉ en RADIO et en BF

NOTRE COURS DE MONTEUR-CABLEUR
ou
NOTRE COURS DE RÉGLEUR-ALIGNEUR

NOTRE COURS DE TECHNICIEN RADIO
tous les aspects sont examinés en détail.
L'ACOUSTIQUE. Alimentation Basse Fréquence et Haute Fréquence ou
NOTRE COURS DE RADIO-PROFESSIONNELLE.

CES 4 COURS sont utilement COMPLÉTÉS par notre
GAMME DE TRAVAUX PRATIQUES
Qui vous donne le choix entre 4 RÉCEPTEURS dont 1 à transistors ou notre CYCLE COMPLET (6 montages différents).

De nombreux détails sur ces cours sont contenus dans notre Documentation 519 qu'il vous suffira de demander, sans engagement de votre part.

Vous y trouverez aussi des renseignements sur nos 2 COURS à base de « MATHÉMATIQUES »
★ **MATHS SPÉCIALES RADIO** ★ **AGENT TECHNIQUE**
(Niveau Sous-Ingénieur électronique).
12 FORMULES DE PAIEMENT échelonné à votre convenance.

LES COURS POLYTECHNIQUES DE FRANCE
67, boulevard de Clichy, PARIS (9^e)

EN 3 MOIS...

5

MONTAGES DIFFÉRENTS DONT AMPLIF. Hi-Fi

VOUS CONSTRUIREZ COMPRENDREZ

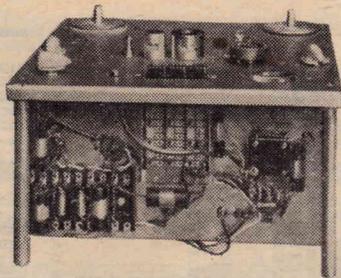
MONTAGE DE PSEUDO-STÉRÉOPHONIE

les jeunes ont adopté nos MAGNÉTOPHONES AMÉLIORABLES

C'était évident ! car le grand intérêt de ces ensembles est qu'ils permettent d'améliorer une réalisation sans grands frais, car la partie déjà réalisée est commune à tous les ensembles.

Cette formule d'appareils améliorables a permis à de nombreux amateurs de monter en plusieurs étapes des magnétophones de plus en plus complexes, et cela en conservant le câblage déjà réalisé.

Sur la platine, tous les trous destinés aux transformations mécaniques éventuelles sont déjà percés. La transformation mécanique envisagée se réduit donc à un simple montage des pièces parfaitement usinées.



1° ENSEMBLE ROBINSON

Platine Junior A - 1 tête effacement à aimant - 1 tête enregistrement/lecture type D - 1 moteur 110-220 volts - Rebobinage rapide avant seulement - pour grandes bobines diamètre 180 mm - 2 vitesses : 9,5 et 19 cm/s. Amplificateur d'enregistrement - préamplificateur de lecture à commande par clavier - lampes EF86, 6AU6 - effacement par aimant - prémagnétisation par courant HF 120 kHz (lampe 6AQ5).

L'alimentation est prélevée sur l'appareil de radio qui sert d'amplificateur de puissance à la lecture. Débit total 10 mA.

Prix de l'ensemble indivisible... **219.00 NF**
Supplément pour transformation de l'ensemble ROBINSON en ensemble ROSNY (sans fourniture de l'œil cathodique)..... **60.00 NF**

2° ENSEMBLE ROSNY

Platine Junior D - tête effacement HF - 1 tête enregistrement/lecture type D - 1 moteur 110-220 volts - rebobinage rapide avant seulement - pour grandes bobines diamètre 180 mm - 2 vitesses 9,5 et 19 cm/s. Amplificateur d'enregistrement/préamplificateur de lecture à commande par clavier - lampes EF86 - 6AU6 - 6AQ5 - EM81 - contrôle d'enregistrement par œil magique - effacement et prémagnétisation haute fréquence 120 kHz - l'alimentation est prélevée sur l'appareil de radio qui sert d'amplificateur de puissance à la lecture - débit 10 mA.

Prix de l'ensemble indivisible... **269.00 NF**
Supplément pour transformation de l'ensemble ROSNY en ensemble NOAILLES, c'est-à-dire pour la transformation de la platine JUNIOR D en platine NEW-ORLEANS 60 D - (échange du moteur et fourniture du dispositif de rebobinage dans les deux sens)..... **85.00 NF**

3° ENSEMBLE NOAILLES

Platine NEW-ORLEANS 60 D - 1 tête d'effacement HF - 1 tête d'enregistrement/lecture type D - 1 moteur 110 v - rebobinage rapide dans les 2 sens - grandes bobines diamètre 180 mm - 2 vitesses 9,5 et 19 cm/s. Amplificateur : amplificateur d'enregistrement - Préamplificateur de lecture à commande par clavier - Effacement et prémagnétisation HF (120 kHz) - L'alimentation est prélevée sur le poste de radio qui sert d'ampli de puissance à la lecture. Débit total 10 mA.

Prix de l'ensemble indivisible... **350.00 NF**
Supplément pour la transformation de l'amplificateur NOAILLES en amplificateur JUNIOR pour la réalisation d'un NEW-ORLEANS comprenant 1 transfo d'alimentation 60 millis permettant l'alimentation du moteur en 220 volts - 1 redresseur - 1 self - 1 transformateur de sortie - 1 EL84 - 1 haut-parleur 12 cm - résistances et condensateurs. **130.00 NF**

Notice RP-5-MA contre enveloppe timbrée.

OLIVER

5, AVENUE DE LA RÉPUBLIQUE
PARIS-XI^e

Démonstrations tous les jours de 9 à 12 h
et de 14 h à 18 h 30.

Ce montage donne une meilleure impression d'ampleur et de distribution sonore, ainsi que de réverbération.

Il se réduit uniquement à la réalisation d'une tête de PU double, auquel est adjoind un potentiomètre de 500 K Ω permettant de doser l'effet de pseudo-stéréophonie. On peut relier les deux éléments du pick-up à l'ampli de l'électrophone, ces deux éléments généralement piézo-électriques seront reliés en série et les deux extrémités reliées comme auparavant vers la grille du premier tube électronique.

On peut également se servir d'un ampli séparé, le poste de radio, par exemple, auquel on relie la prise PU le premier élément piézo-électrique du PU. L'effet est plus saisissant, mais l'amélioration est également nette avec un seul ampli.

J'ai utilisé un tourne-disque automatique mignon, de marque Philips, la tête supplémentaire de dimensions réduites est très légère. La difficulté était d'obtenir de deux éléments des actions indépendantes, l'une de l'autre, actions aussi bien horizontale que verticale. J'ai utilisé, comme moyen mécanique une lame de rasoir très souple et deux ressorts miniatures, obliques par

prendre et ne peut être généralisée ici, néanmoins, il convient dans tous les cas de choisir une tête légère du type Teppaz.

Nous donnons ici une idée de la transmission mécanique entre la première et la deuxième tête (voir 3), mais d'autres moyens peuvent être utilisés et sont à l'initiative de l'amateur. La mise en place des deux aiguilles est laissée facilitée par

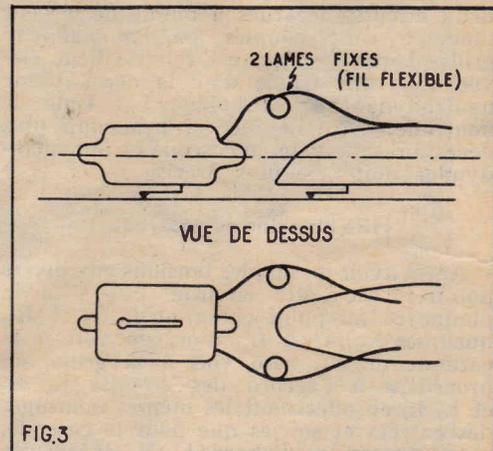


FIG.3

le sillon unique et espacé du bord du disque, l'on peut retirer une aiguille pour l'écoute en monaural ou en dispositif de relèvement, comme de déboîtement de la

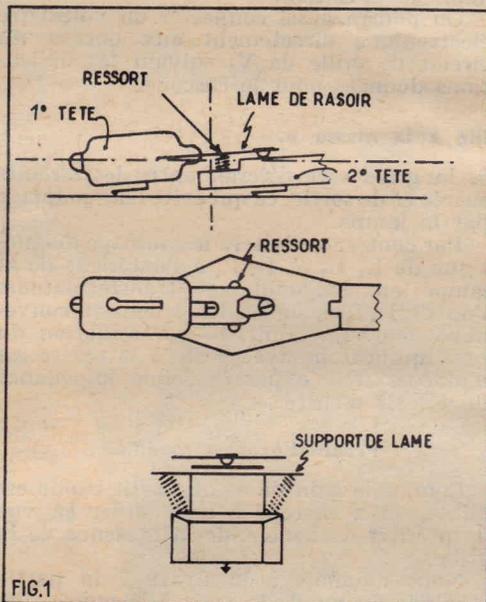


FIG.1

rapport à la verticale (voir I). La pression de l'aiguille sur le microsillon n'est pas à considérer car le poids de la tête supplémentaire est de l'ordre d'une dizaine de grammes.

Il est prévu un potentiomètre de 500 Ω relié en parallèle sur le premier élément (voir 2) pour régler l'effet de pseudo-stéréophonie. Ajoutons que le décalage entre les deux têtes est très acceptable et ne donne pas lieu à des phénomènes d'échos distincts, si les deux aiguilles étaient distantes de 15 mm sur un disque 45 tours, le retard moyen serait de l'ordre de 30 millisecondes, environ, ce qui est très acceptable.

Il va de soi que cette réalisation sur différents modèles demande de l'initiative de la part de l'amateur qui veut l'entre-

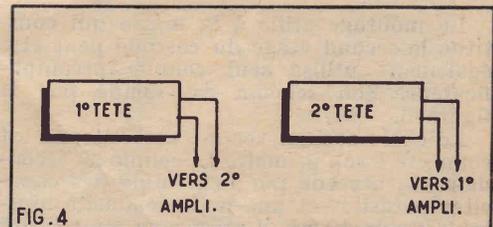
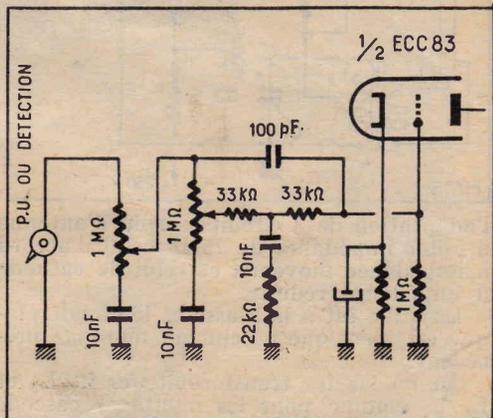


FIG.4

première tête. Le branchement électrique dans le cas où l'on utilise un deuxième ampli est donné figure 4.

Communiqué par M. Boennec, à Briançon.

CONTROLEUR DE PUISSANCE



Le schéma de ce petit dispositif suffit à en faire comprendre le fonctionnement. Placé d'abord sur un électrophone, puis sur un récepteur, il a permis à son réalisateur d'obtenir des « sourdines » très chargées en basse et donnant un aigu très clair avec peu de médiums.

Les deux potentiomètres sont évidemment séparés.

(Communiqué par M. J. Vignolles, de Châlette (Loiret).)

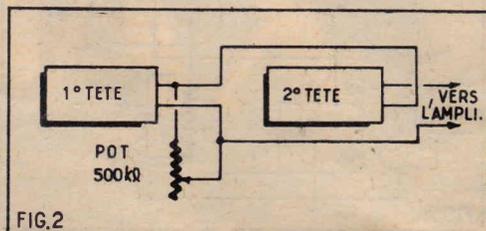


FIG.2

UN ÉLECTROPHONE STÉRÉOPHONIQUE

Un ensemble destiné à la stéréophonie doit nécessairement être de qualité. Il ne servirait à rien de doter une reproduction sonore de cette qualité majeure qu'est le relief si elle ne possédait pas cette autre qualité essentielle : la fidélité. On conçoit que ce souci de fidélité peut mener fort loin et devenir rapidement prohibitif du point de vue financier. En effet on sait qu'il n'y a pratiquement pas de limite à la technique HI-FI dans ce sens et si on veut tendre vers la perfection on est amené à utiliser des pièces extrêmement coûteuses. Or, il ne faut pas oublier que sur un amplificateur stéréophonique, en raison de la nécessité de deux canaux identiques, tout est multiplié par deux. On est donc contraint de se limiter et le problème consiste alors à obtenir la fidélité nécessaire avec des moyens raisonnables. On est d'ailleurs aidé dans ce sens par le fait que la sensation de relief renforce celle de la fidélité. De plus, pour obtenir la puissance suffisante, il n'est pas nécessaire de faire fonctionner chaque canal à la limite de ses possibilités ce qui réduit considérablement les distorsions.

L'appareil que nous allons décrire tient compte des considérations que nous venons d'énoncer. Il écarte les solutions trop simplistes et met en œuvre des moyens qui tout en restant dans des limites raisonnables permettent d'obtenir une reproduction stéréophonique de haute qualité.

Le schéma (fig. 1).

Comme il se doit les deux chaînes sont identiques et comprennent chacune trois étages amplificateurs : deux de tension et un de puissance. Les étages amplificateurs de tension mettent en œuvre les deux éléments triodes de ECC83 et les étages de puissance sont équipés par des EL84.

Cet amplificateur peut être attaqué par le pick-up stéréophonique de la platine qui équipe l'électrophone ou par une source BF extérieure qui peut être soit un pick-up stéréophonique soit un ou deux pick-up normaux. A cet effet il existe deux prises d'entrée (ext. 1 et ext. 2). Le pick-up de la platine ou les prises peuvent être mises en service à l'aide d'un commutateur à deux sections deux positions. A la suite de ce premier commutateur nous en trouvons un second à trois sections trois positions. Il s'agit d'un commutateur de fonction. Sa position 1 adapte l'ensemble à la reproduction stéréophonique ; la prise « ext. 1 » où une section du pick-up stéréophonique attaque une des chaînes de l'ampli et la prise « ext. 2 » où la seconde section du pick-up attaque l'autre chaîne. La position 2 donne la même fonction mais le branchement des prises ou des sections du pick-up sont inversées sur les chaînes de l'ampli. Enfin la position 3 est la position « monaural », c'est-à-dire que les deux prises ou les deux sections du pick-up attaquent en même temps les deux chaînes de l'amplificateur.

A la suite de ce commutateur nous trouvons pour chaque chaîne un potentiomètre de 1 M Ω en série avec une résistance de 330.000 Ω . Cet ensemble constitue le dispositif de « balance ». En réalité les deux potentiomètres sont jumelés et câblés « croisés » de façon que la manœuvre dans un sens augmente le volume pour une chaîne et la diminue dans la même proportion pour l'autre.

A partir de ce point les deux chaînes sont identiques, nous nous bornerons donc d'indiquer la constitution de l'une d'elles, il vous suffira de vous reporter successivement à l'une et à l'autre pour constater la parfaite similitude.

Le curseur du potentiomètre de balance est relié à une extrémité d'un potentiomètre de volume de 1,3 M Ω avec prise à 300.000 Ω , l'autre extrémité de ce potentiomètre étant naturellement à la masse. Entre l'extrémité « chaude » du potentiomètre et la prise il y a un condensateur de 47 pF et entre la prise et la masse un condensateur de 5 nF en série avec une 82.000 Ω . Cet ensemble évite une atténuation trop importante des fréquences graves par rapport aux aiguës lorsque le potentiomètre est réglé sur les faibles puissances. Le curseur de ce potentiomètre est relié à la grille de la première triode ECC83 par un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 10 M Ω . La cathode de cette lampe étant à la masse la polarisation de la grille est obtenue par la forte valeur de la résistance de fuite qui favorise l'accumulation des charges négatives sur cette électrode. La plaque de la triode est chargée par une résistance de 100.000 Ω . Entre cette résistance et la ligne HT une cellule de découplage est prévue. Ses éléments sont une résistance de 47.000 Ω et un condensateur de 16 μ F. La plaque de la triode

attaque la grille de commande de l'autre élément de la ECC83 par un condensateur de liaison de 20 nF et un dispositif de dosage « graves-aiguës ». Une résistance de 4,7 M Ω est placée entre la sortie du condensateur de liaison et la grille de la première triode. Elle constitue un circuit de contre-réaction qui réduit les distorsions de cet étage.

Le dispositif de dosage « graves-aiguës » est du type à deux branches. La branche des aiguës est constituée par un potentiomètre de 1 M Ω avec en série de part et d'autre de ses extrémités un condensateur de 220 pF et un de 2,2 nF. La branche « graves » est formée d'un potentiomètre de 1 M Ω avec de part et d'autre de ses extrémités une résistance de 100.000 Ω et une de 8.200 Ω . Entre le curseur du potentiomètre et son extrémité supérieure il y a un condensateur de 2.200 Ω . La portion comprise entre le curseur et l'extrémité inférieure est shuntée par un condensateur de 20 nF. Une résistance de 100.000 Ω est placée entre les curseurs des deux potentiomètres. C'est celui du potentiomètre de la branche « aiguës » qui attaque la grille de la seconde triode.

Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 1.500 Ω shuntée par un condensateur de 50 μ F. Entre cet ensemble de polarisation et la masse est insérée une résistance de 220 Ω . Elle forme avec une 820 Ω un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie. Le rapport de ces résistances procure un fort taux de contre-réaction qui réduit d'autant les distorsions. La perte de gain qui est la conséquence de cette contre-réaction poussée est sans importance, étant donnée la grande réserve de puissance de l'ensemble.

La triode du second étage d'amplification de tension est chargée par une résistance de 100.000 Ω . Dans ce circuit plaque on a encore prévu une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 10.000 Ω et un condensateur de 16 μ F. Le circuit de liaison entre la plaque de la triode et la grille de la EL84 finale comprend un condensateur de 0,1 μ F, une résistance de fuite de 270.000 Ω et une résistance de blocage de 8.200 Ω .

La cathode de la EL84 est à la masse. La tension de polarisation de la grille de commande est fournie par l'alimentation et appliquée à la base de la résistance de fuite. La grille écran est alimentée à travers une résistance de 3.900 Ω découplée par 8 μ F. Notez que cette résistance est commune aux deux chaînes. Le circuit-plaque contient le primaire du transfo d'adaptation de HP dont l'impédance primaire est 5.000 Ω .

Pour une chaîne la liaison entre HP et secondaire du transfo d'adaptation se fait directement tandis que pour l'autre chaîne elle a lieu par l'intermédiaire d'un inverseur deux sections, deux positions. Ce commutateur permet d'inverser le sens de branchement du HP sur le transfo de sortie de manière à le mettre en phase avec celui de l'autre chaîne. Cette condition de phase est nécessaire pour obtenir l'effet stéréophonique.

Nous venons de parler d'un haut-parleur ; en réalité chaque chaîne en possède trois : un pour les graves de 24 cm, un elliptique à petite membrane pour les aiguës et dont

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU " MELODY-STÉRÉO "

Décrit ci-contre.

ÉLECTROPHONE STÉRÉO - HI - FI

permettant l'écoute de disques

« MONAURALS » ou « STÉRÉO »

AMPLIFICATEUR : Puissance : 4 W Par canal.

Réglage séparé des graves et des aigus.

4 HAUT-PARLEURS { 2 de 24 cm PV 12,
1 elliptiques de 10114,
1 tweeters dynamiques TW9.

PLATINE TRANSCO semi-professionnelle,
tête stéréo.

4 vitesses (16 - 33 - 45 et 78 tours).

L'ENSEMBLE des pièces détachées :

CHASSIS.....	169.50
Le jeu de lampes.....NET	34.00
Le jeu de 4 haut-parleurs.....	132.10
La valise avec décor.....	89.00
La platine tourne-disques « TRANSCO »..	119.00

PRIX FORFAITAIRE

pour ensemble complet,
pris en une seule fois..... **488.50**

C'est une réalisation

RADIO-ROBUR

R. BAUDOIN, Ex Prof. ECTSFE.

84, Boulevard Beaumarchais - Paris XI^e

Tél. : ROQ. 71-31. C.C. Postal 7082-05 PARIS.
Expéditions immédiates Paris - Province.

la bobine mobile est branchée sur le secondaire du transfo par un condensateur de 40 μF et un tweeter TW9 pour l'extrême aiguë. Ce dernier est branché en parallèle sur la bobine mobile du HP aiguë par l'intermédiaire d'un condensateur de 2 μF .

L'alimentation comporte un transfo de 2 x 300 V, 120 mA, une valve de redressement EZ81 et une cellule de filtrage composée d'une résistance de 500 Ω bobinée et de deux condensateurs électrochimiques de 32 μF chacun. Entre le point milieu de l'enroulement HT du transfo et la masse est intercalée une résistance de 100 Ω qui procure la tension de polarisation nécessaire aux EL84.

Le circuit de chauffage est équilibré par rapport à la masse par un potentiomètre de 100 Ω .

Réalisation pratique (fig. 2).

Le plan de câblage montre clairement la forme du châssis de cet ensemble. Ce châssis est une grande plaque qui supportera la platine tourne-disque et qui comportera les prises « entrée ext. » 1 et 2, les prises HP1 et HP2, les potentiomètres « balance », « volume », « graves » et « aiguës », les commutateurs « entrées » HP, l'interrupteur général et le voyant lumineux. Sur une des vis de fixation de la prise « entrée extérieure » du canal 2 on dispose un relais M.

De part et d'autre de la grande plaque du châssis se trouvent deux petites consoles métalliques, sur chacune desquelles on fixe un support de lampe Noval pour les ECC83, un condensateur électrochimique 2 x 16 μF et deux relais (B et C pour l'une et D et E pour l'autre).

Sur un des grands côtés de la plaque principale est adapté à angle droit un autre châssis sur lequel on fixe les supports EL84 et EZ81, le condensateur électrochimique de filtrage 2 x 32 μF , les deux transfos de HP et le transfo d'alimentation. Le condensateur de filtrage est isolé du châssis par une rondelle. Sous ce châssis (voir vue éclatée au bas du plan) on dispose les relais G, M, I, J, K et L. Sur une des extrémités du potentiomètre « aiguës 1 » on soude le relais N et sur une extrémité du potentiomètre « aiguës 2 » le relais O.

On commence par établir les lignes de masse avec du fil nu. Une première ligne de masse partant du contact latéral de la prise « entrée ext. canal 1 », est soudée sur une extrémité du potentiomètre de volume canal 1, sur la cosse a du relais O sur la cosse a du relais H et sur la broche 3 du support EL84 (1).

Une autre ligne de masse qui part du contact latéral de la prise « entrée ext. canal 2 », est soudée sur une extrémité du potentiomètre de volume de ce canal, sur la cosse a du relais N, sur la cosse c du relais K et sur la broche 3 du support EL84 (2). Ces deux lignes de masse sont reliées au châssis alimentation. Le blindage central et la broche 8 de chaque support ECC83 sont reliés à ces lignes de masse.

On établit le circuit de chauffage. Les broches 4 et 5 des deux supports EL84 sont connectées avec du fil isolé aux cosses CH.L du transfo d'alimentation. Entre ces cosses CH.L on dispose le potentiomètre loto de 100 Ω dont le curseur est connecté à la cosse c du relais K. On réunit les broches 4 et 5 des supports ECC83. Par un cordon torsadé on relie les broches 4 et 9 du support ECC83 (1) aux broches 4 et 5 du support EL84 (1). De la même façon on relie les broches 4 et 9 du support ECC83 (2) aux broches 4 et 5 du support EL84 (2). Toujours avec une torsade on relie le support de voyant lumineux aux broches 4 et 5 du support EL84 (1). Une cosse secteur du transfo d'alimentation est reliée à la cosse a du relais G, l'autre

cosse secteur et la cosse b du relais G sont reliées à l'interrupteur général. Ces fils doivent être torsadés ensemble et reliés aux différents organes désignés exactement comme il est indiqué sur le plan de câblage.

On pose les fils blindés suivants : celui qui relie la paillette 6 du commutateur « entrée » au contact central de la prise « canal 2 ». Celui qui relie la paillette B1 du commutateur « fonctions » à une extrémité du potentiomètre « balance » P2. Celui qui relie la paillette B3 à l'extrémité opposée du potentiomètre « balance » P1. Celui qui relie l'extrémité libre du potentiomètre de volume canal 1 au curseur de P1. Celui qui relie la broche 2 du support ECC83 (1) au curseur du potentiomètre « aiguë » du canal 1. Celui qui réunit la broche 2 du support ECC83 (2) au curseur du potentiomètre « aiguës » du canal 2. Celui qui relie la cosse b du relais D à la cosse b du relais K. Les gaines de tous ces fils doivent être reliées à la masse exactement comme il est indiqué sur le plan de câblage.

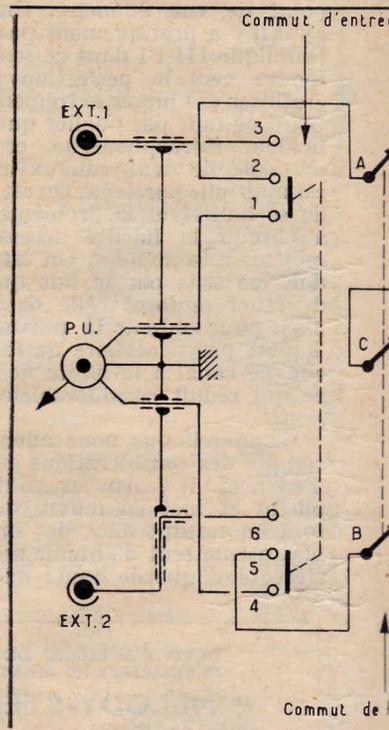
Pour le commutateur d'entrée on relie la paillette 3 au contact central de la prise entrée ext. canal 1, la paillette 2 au commun A du commutateur de fonctions et la paillette 5 au commun B du commutateur de fonctions. Sur le commutateur de fonctions on réunit d'une part les paillettes A2, A3, B1 et le commun C, et d'autre part, les paillettes A1, B2, B3 et C3. Le curseur du potentiomètre de balance P2 est relié par un fil blindé à l'extrémité libre du potentiomètre de volume du canal 2. La gaine de ce fil est réunie à la ligne de masse. Sur les potentiomètres de balance on soude les résistances de 330.000 Ω entre les extrémités encore libres et les points de masse qui sont le contact latéral de la prise ext. et la cosse a du relais M.

Sur les deux potentiomètres de volumes on soude : un condensateur de 47 pF entre l'extrémité ayant déjà reçu un fil blindé et la prise 300.000 Ω , un condensateur de 5 nF en série avec une 82.000 Ω entre cette prise et l'extrémité à la masse.

Sur le support ECC83 (1) on soude : un condensateur de 10 nF entre la broche 7 et le curseur du potentiomètre de volume, une résistance de 10 M Ω entre cette broche et la ligne de masse, une résistance de 4,7 M Ω entre cette broche et la cosse a du relais B, un condensateur de 20 nF entre la broche 6 et la cosse a du relais B, une résistance de 100.000 Ω entre cette broche 6 et un des pôles + du condensateur 2 x 16 μF . Entre ce pôle + et la cosse b du relais B, on soude une résistance de 47.000 Ω . Toujours pour le même support de lampe on soude : une résistance de 47.000 Ω . Toujours pour le même support de lampe on soude : une résistance de 1.500 Ω et un condensateur de 50 μF entre la broche 3 et la cosse a du relais C, un condensateur de 0,1 μF entre la broche 1 de la cosse b du relais C, une résistance de 100.000 Ω entre cette broche 1 et le second pôle + du condensateur 2 x 16 μF . Entre ce pôle + et la cosse b du relais B on dispose une résistance de 10.000 Ω . Le boîtier du condensateur est relié à la ligne de masse. Sur le relais C on soude une résistance de 820 Ω entre les cosses a et c et une de 220 Ω entre la cosse a et la ligne de masse. La cosse b du relais B est connectée à la cosse C du relais H, laquelle est reliée à la cosse a du relais 1.

Entre a et c du relais B on soude un condensateur de 220 pF. La cosse c est connectée à l'extrémité du potentiomètre « aiguës ». Entre la cosse a du même relais et l'extrémité du potentiomètre « graves » on soude une résistance de 100.000 Ω . Entre cette extrémité du potentiomètre « graves » et le curseur on met un condensateur de 2,2 nF. On soude un condensateur de 20 nF entre le curseur et l'autre extré-

mité et une résistance de 8.200 Ω entre cette extrémité et la ligne de masse. Entre les curseurs, des potentiomètres « graves » et « aiguës » on soude une résistance de 100.000 Ω . Un condensateur de 2,2 nF est mis entre la cosse a et la patte du relais O. Sur le support ECC83 (2) on soude un condensateur de 10 nF entre la broche 7 et le curseur du potentiomètre de volume, une résistance de 10 M Ω entre cette broche et la ligne de masse, une résistance de 4,7 M Ω entre la même broche et la cosse a du relais E, un condensateur de 20 nF entre la broche 6 et la cosse a du relais E, une résistance de 100.000 Ω entre la broche 6 et un des pôles + du condensateur



2 x 16 μF . Entre ce pôle et la cosse b de relais E, on soude une résistance de 47.000 Ω . Sur le même support on soude une résistance de 1.500 Ω et un condensateur de 50 μF entre la broche 3 et la cosse a du relais D, un condensateur de 0,1 μF entre la broche 1 et la cosse b du relais C, une résistance de 100.000 Ω entre cette broche 1 et le second pôle + du condensateur de 2 x 16 μF . Entre ce pôle + et la cosse b du relais E on dispose une résistance de 10.000 Ω .

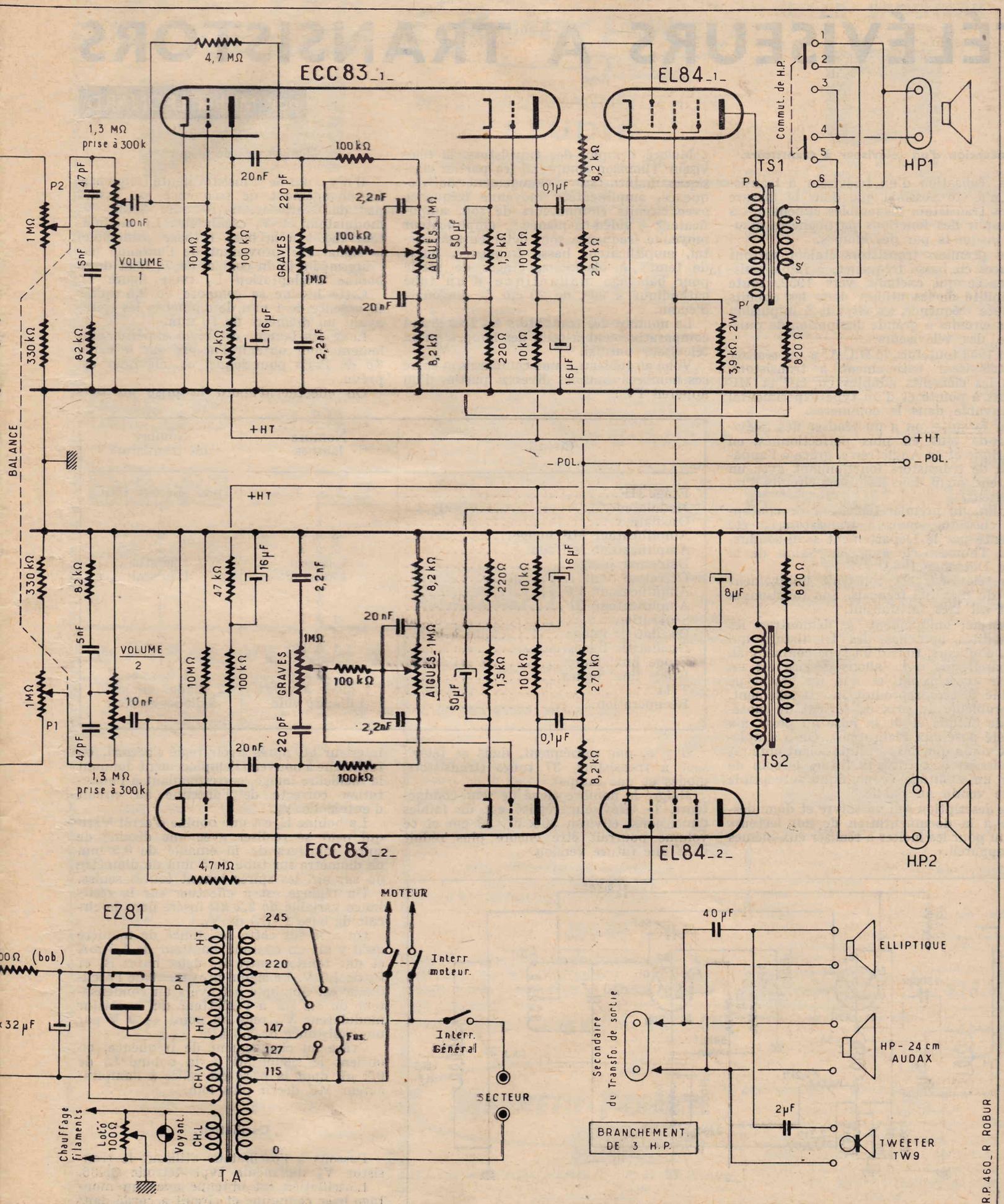
FIG. 1

Sur le relais D on soude une résistance de $820\ \Omega$ entre *a* et *c* et une de $220\ \Omega$ entre *a* et le blindage central du support ECC83 (2). La cosse *c* est connectée à une ferrure de

la plaquette HP2 dont l'autre ferrure est reliée à la cosse *a* du relais N.

Sur le relais E on dispose un condensateur de $220\ \text{pF}$ entre *a* et *c* et une résistance

de $100.000\ \Omega$ entre *a* et une extrémité potentiomètre « graves ». La cosse C connectée à une extrémité du poten (Suite sur la planche dépliant)



TÉLÉVISEURS A TRANSISTORS

par Michel LÉONARD

Conception d'un téléviseur à transistors.

La réalisation d'un téléviseur à transistors n'a été possible que dans la mesure où les transistors disponibles étaient aptes à remplir des fonctions particulières assurées jusque-là par des lampes.

Les premiers transistors étaient surtout efficaces en basse fréquence, à faible puissance, ce qui excluait vers 1950, toute possibilité de les utiliser dans les circuits à haute fréquence, les circuits à impulsion et les circuits à grande dissipation de puissance des téléviseurs.

En 1953 toutefois, la R.C.A. a pu réaliser un téléviseur entièrement à transistors, mais les éléments adoptés en HF et MF étaient à pointe et d'un type expérimental introuvable dans le commerce.

Par la suite, on a pu réaliser des téléviseurs de plus en plus perfectionnés, en Amérique et en Angleterre, grâce à l'apparition de transistors fonctionnant avec un bon rendement dans les divers circuits d'un téléviseur.

Enfin, un premier téléviseur de conception classique, mais à transistors, a été présenté par le Département semi-conducteurs Thomson-Houston, au Salon de la Pièce Détachée 1960.

Ce téléviseur est construit uniquement avec du matériel français. Son fonctionnement est très satisfaisant.

Destiné uniquement à démontrer les possibilités actuelles des transistors qui sont, d'ailleurs, tous d'un type commercial, l'appareil que nous allons décrire est un modèle expérimental et non un prototype destiné à être reproduit industriellement. Le problème du prix de revient du matériel de l'étude et de la mise au point n'a pas été posé aux réalisateurs. On a simplement voulu que des résultats soient obtenus en laissant aux travaux futurs le soin de créer un montage économique susceptible d'être vendu au public.

La description qui va suivre est donc destinée à la documentation de nos lecteurs et non pour les inciter à réaliser eux-mêmes cet appareil.

Malgré l'emploi des transistors, le téléviseur Thomson comprend les parties classiques habituelles : changement de fréquence, amplificateur moyenne fréquence avec circuits éliminateurs de son, amplificateur vidéo-fréquence, amplificateur moyenne fréquence son, détecteurs à cristal, amplificateur basse fréquence, basse de temps à blockings, étages de sortie pour balayage magnétique d'un tube cathodique à 90°, de 20 cm de diagonale d'écran.

Le nombre des transistors est très grand comparativement à celui des lampes qu'un téléviseur normal.

Voici au tableau I, une comparaison entre ces nombres dans les diverses parties d'un appareil TV :

Changement de fréquence.

Il n'y a pas de transistor haute fréquence. Le changement de fréquence est assuré par deux transistors tétrodes 3N36, V₁ modulateur et V₂ oscillateur. Le modulateur reçoit à la base 1 (base principale) le signal HF provenant de l'antenne par l'intermédiaire du coaxial de 75 Ω et de la bobine d'adaptation L₁ (voir figure 1).

Cette bobine se compose de 2,5 spire fil argenté de 1 mm de diamètre, les spires ayant un diamètre de 10 mm.

Leur écartement est réglé expérimentalement pour obtenir l'accord sur le canal 8a de Paris pour lequel ce téléviseur est prévu.

On effectue d'abord la prise au tier

Circuit	Nombre lampes	Nombre des transistors
Etage HF.....	1 ou 2	pas d'étage HF
Modulateur.....	1	1
Oscillateur.....	1	1
Amplificateur MF image.....	3 à 4	6
Amplificateur MF son.....	2 à 3	4
Détecteur image.....	1 cristal	1 cristal
Détecteur son.....	1 cristal	1 cristal
Amplificateur VF.....	1	5
Amplificateur BF.....	2	4
Séparation.....	1 à 2	2
Oscillateur image.....	1 à 2	2
Oscillateur lignes.....	1 à 2	1
Etage final image.....	1	1
Etage final lignes.....	1	1 lampe
THT.....		2 diodes en série
Récupération.....	1 diode à vide 1 diode à vide	5 diodes en série

Il y a, par conséquent, dans ce téléviseur à transistors, 37 tubes (transistors, diodes et une lampe).

Malgré le nombre élevé de semi-conducteurs, le téléviseur réalisé est de faibles dimensions, environ 30×30×30 cm et ce volume pourrait être encore plus réduit dans une future version.

inférieur et, après avoir réglé l'accord, on recherche à nouveau l'emplacement donnant la meilleure image, correspondant à l'adaptation correcte de l'antenne au circuit d'entrée de V₁.

La bobine L₃ est une bobine d'arrêt VHF qui peut se réaliser avec une dizaine de spires jointives de fil émaillé de 0,5 mm de diamètre sur tube de 5 mm de diamètre ou sur air, les spires tenant toutes seules.

Un réglage est à effectuer sur la résistance variable de 2,2 kΩ insérée dans le circuit de base 1 (B₁) de V₁.

On agit sur cette résistance de manière qu'il y ait un courant émetteur de 1,5 mA et une tension entre les deux bases B₁ et B₂ de 1,5 V. Le signal provenant de l'oscillateur est appliqué à travers un condensateur de 8,2 pF à l'émetteur du transistor modulateur V₁, relié au point - 9 V par une résistance de 3,3 kΩ.

Grâce au changement de fréquence, on obtient le signal MF à la bobine L₄ de 0,2 μF dont la prise est reliée à l'amplificateur MF décrit plus loin.

Oscillateur.

Passons à l'oscillateur utilisant le transistor V₂ du même type tétrode 3N36. L'oscillation est obtenue avec un montage base commune et circuit accordé dar

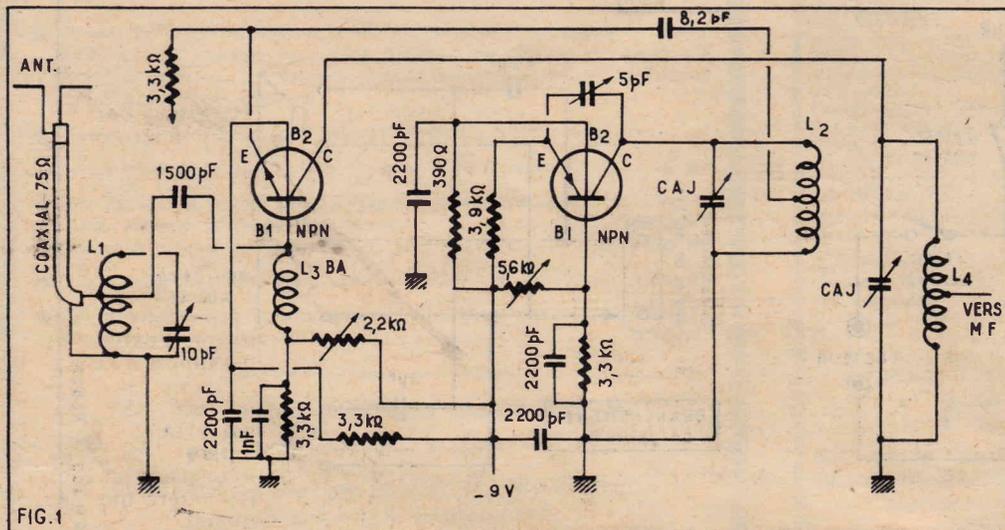


FIG. 1

le collecteur. Pour aider à l'entretien de l'oscillation, on a monté un condensateur ajustable entre collecteur et émetteur.

Dans le montage de l'étage oscillateur on trouve une résistance variable de 5,6 kΩ insérée entre la base 1 et le - 9 V. On la règle de façon que l'on mesure entre les deux bases une tension de 1,5 V, le courant émetteur étant de 1,2 mA.

Pour réaliser la bobine oscillatrice L₂, on a utilisé du fil argenté de 1,5 de diamètre, avec lequel on a bobiné deux spires et demi sur un diamètre de 12 mm. Cette bobine est accordée par un ajustable de 10 pF.

Remarquons encore le montage de la base 2, reliée au point - 9 V par l'intermédiaire de 3,3 kΩ avec condensateur de découplage de 2.200 pF.

Fréquences d'accord.

Les circuits fonctionnent à une fréquence élevée lorsque le canal à recevoir est dans la bande 3, comme c'est le cas du téléviseur décrit. Il s'agit en effet de recevoir le canal 8a dont les fréquences porteuses image et son sont respectivement :

$$f_i = 185,25 \text{ MHz,}$$

$$f_s = 174,1 \text{ MHz.}$$

Si l'on adopte une fréquence d'oscillateur f_o égale à 147,5 MHz, on obtiendra les fréquences « porteuses » moyennes correspondantes :

$$f_{m1} = 185,25 - 147,5 = 37,75 \text{ MHz,}$$

$$f_{ms} = 174,1 - 147,5 = 26,6 \text{ MHz.}$$

La bande MF image s'étend entre 37,5 MHz et une fréquence située entre f_{m1} et f_{ms} suivant la largeur de bande fixée par les auteurs du montage.

Par contre, en HF il faut que l'on reçoive toute l'étendue du canal qui est de 14 MHz environ, ce qui oblige à prévoir une bande large pour le circuit d'accord L₁.

L'emplacement de la prise de cette bobine ne convient pas à la fois à l'adaptation de l'antenne et à la bande choisie, aussi, dans une variante de L₁, on prévoit une seconde prise plus haut, du côté opposé à la masse, pour la liaison au condensateur de 1.500 pF relié à la base 1 de V₁.

Amplificateur MF image.

Le signal MF étant obtenu à la sortie du changeur de fréquence, il convient de l'amplifier afin de l'élever au niveau de 0,5 V.

Pour cela, il a été nécessaire de faire appel à six étages à transistors tétrode type 3N36.

Nous donnons à la figure 2 le schéma de cet amplificateur sur lequel les étages

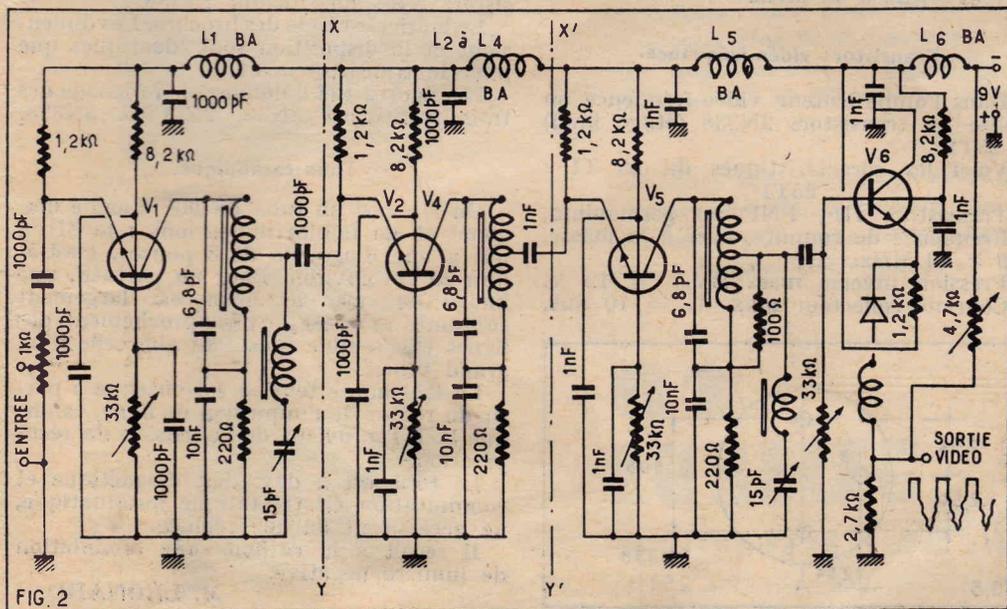


FIG. 2

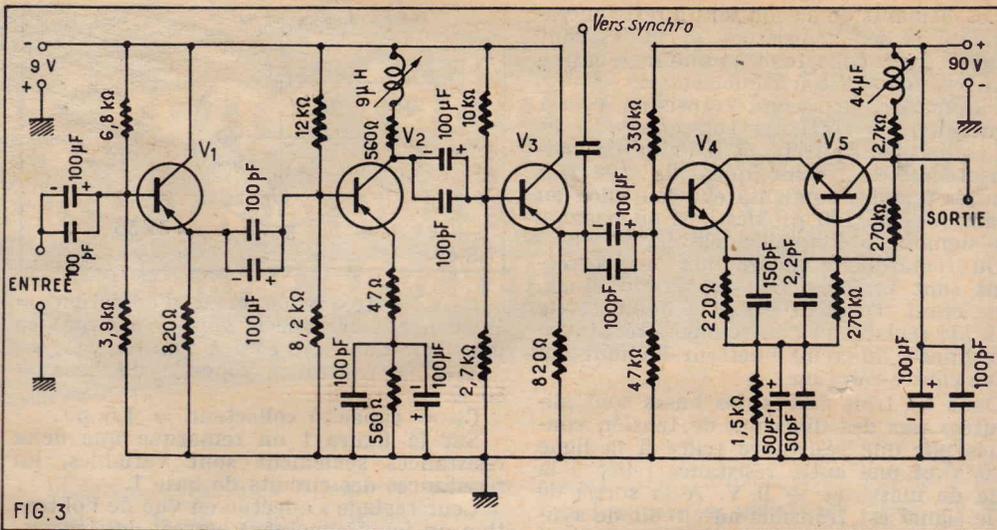


FIG. 3

3 et 4 ont été omis étant identiques au second étage représenté entre les pointillés X Y et X' Y'. Pour compléter le schéma, il suffira de redessiner encore deux fois le second étage.

Examinons le premier étage. Le montage est à base commune. On voit que la base 1 est polarisée par 33 kΩ ajustable et découplée par 1.000 pF. A l'entrée, reliée à la sortie du modulateur, on a monté un potentiomètre de 1 kΩ réglant la tension MF appliquée à l'émetteur de V₁ par l'intermédiaire de 1.000 pF. Cet émetteur est polarisé par 1,2 kΩ. Le potentiomètre règle le contraste.

La base 2 est reliée à la ligne - 9 V par une résistance de 8,2 kΩ et découplée par 1.000 pF.

Au collecteur on trouve la bobine MF image avec son condensateur d'accord de 6,8 pF. La bobine est à noyau réglable. Il y a également dans le circuit collecteur la résistance de 220 Ω et le condensateur de découplage de 10.000 pF. De plus, dans ce premier étage, on a prévu un éliminateur de son, composé d'une bobine montée en série avec un condensateur de 15 pF ajustable. L'ensemble étant accordé sur la MF son, soit 26,6 MHz.

On sait que l'impédance d'un circuit série, à la fréquence de résonance est très faible, ce qui réduit le gain à cette fréquence. Par contre, le signal MF son existe aux bornes de la bobine ou de la capacité où il peut être prélevé pour être appliqué à l'entrée de l'amplificateur MF son.

Dans le présent montage, on peut prélever le signal MF son aux bornes du con-

densateur qui se trouve du côté masse. Remarque encore, dans cet étage, le découplage effectué dans la ligne alimentation - 9 V, avec une bobine d'arrêt L₁ et un condensateur de 1.000 pF.

Passons aux trois étages suivants identiques à celui placé entre pointillés.

Ces étages ne diffèrent du premier que par la suppression du circuit éliminateur de son.

Le cinquième étage, avec le transistor tétrode V₅, est monté comme le premier et comporte un éliminateur de son. De plus, on y trouve une résistance de 100 shuntant une partie de la bobine d'accord MF image afin d'amortir convenablement ce circuit et élargir la bande suffisamment.

Le dernier étage à transistor V₆ est à montage « collecteur commun », le collecteur de ce transistor étant relié directement à la masse.

L'entrée est à la base 1 et la sortie à l'émetteur, aboutissant au détecteur à cristal 1N64.

Celui-ci fournit une vidéo de polarité négative, c'est-à-dire avec les signaux de lumière négatifs et ceux de synchronisation positifs.

La bande passante globale de cet amplificateur est de 6,5 MHz et s'étend, par conséquent, de 31,25 MHz à 37,75 MHz.

Tous les circuits MF image sont accordés sur la même fréquence 34,5 MHz.

Toutes les bobines MF comportent 20 spires jointives, fil de 0,35 mm émaillé, sur mandrin LIPA type 5MB75. La prise est effectuée à 8 spires à partir de la masse.

La tension VF obtenue à la sortie est de 500 mV comme indiqué plus haut, valeur comparable à celle que fournit un amplificateur moyenne fréquence à lampes.

Amplificateur vidéo-fréquence.

Voici maintenant, à la figure 3 le schéma de l'amplificateur vidéo-fréquence qui comprend 5 transistors, alors que dans le même montage à lampe on n'en trouve qu'une seule lampe.

Les transistors utilisés sont de deux sortes. Les trois premiers sont des 25T1 triodes PNP et les deux derniers des 2N338 triodes NPN.

Rappelons que dans les PNP (flèche de l'émetteur vers l'intérieur) le collecteur est négatif par rapport à l'émetteur tandis que dans les NPN (flèche vers l'extérieur), le collecteur est positif par rapport à l'émetteur. Dans les deux cas, la base est à une tension intermédiaire entre les deux tensions émetteur et collecteur.

A la sortie détection, le signal de 0,5 V est amplifié par les trois transistors 25T1 montés en cascade d'une manière que l'on pourrait qualifier de classique.

Les éléments de liaison sont à résistances-capacité et les transistors V_1 et V_3 sont montés avec collecteur commun « entrée à la base et sortie à l'émetteur ».

Par contre, le second transistor V_2 est monté avec « émetteur commun ».

Les liaisons s'effectuent à l'aide de condensateurs électrochimiques de 100 μ F shuntés par des condensateurs au mica ou céramiques de 100 pF destinés au passage des signaux à fréquence élevée.

On remarquera encore que des corrections sont prévues dans le second étage, l'une étant représentée par la bobine série de 9 μ H réglable et l'autre par la résistance non shuntée du circuit émetteur donnant lieu à une contre-réaction.

Dans les trois étages, les bases sont alimentées par des diviseurs de tension constitués par une résistance reliée à la ligne - 9 V et une autre résistance reliée à la ligne de masse et + 9 V. A la sortie de V_3 le signal est transmis au circuit de synchronisation et séparation et aux deux transistors V_4 et V_5 de l'amplificateur VF.

Étage final VF.

En réalité, l'étage final vidéo-fréquence est constitué par les deux transistors V_4 et V_5 montés en série et alimentés sur une source de 90 V.

On remarquera, en effet, que le collecteur de V_4 est connecté directement à l'émetteur de V_5 , ce qui évoque une sorte de cascade à transistors.

Grâce à ce montage, on peut appliquer à son entrée un signal plus élevé qu'à un seul transistor et on obtient à la sortie un signal VF crête à crête de 25 V, valeur indispensable pour moduler presque à fond le tube cathodique adopté dans ce téléviseur.

Cette tension élevée de sortie nécessite une alimentation de 90 V valeur qui ne donne lieu à aucune difficulté spéciale, car on l'obtient à l'aide d'un convertisseur alimenté sur 9 V. Ce convertisseur est également à transistors.

La bande passante globale de l'amplificateur VF est de 7 MHz environ, le gain en tension de 50 fois (25 V à la sortie et 0,5 V à l'entrée).

La bande de l'ensemble des trois premiers transistors est toutefois plus large, mais c'est la bande de l'étage final, plus étroite, qui définit la bande globale de l'amplificateur à 5 transistors.

Nous décrirons dans nos prochains articles les autres parties de ce téléviseur dont nous venons d'analyser toutes les parties du récepteur d'image.

Voici maintenant quelques indications sur les transistors adoptés dans les parties décrites.

Transistors tétrodes 3N36 en HF.

En oscillateur, le 3N36 peut fonctionner jusqu'à la fréquence de 185 MHz et, de ce fait, il donne d'excellents résultats à la fréquence de 147,5 MHz à laquelle il doit osciller pour la réception du canal 8a de Paris.

En oscillant à 147,5 MHz, le transistor tétrode 3N36 fournit au modulateur une puissance de 50 μ W, ce qui est largement suffisant pour la modulation d'un transistor tétrode de ce type.

Rappelons que la fréquence de coupure du 3N36 est 70 MHz dans le montage base commune.

Les caractéristiques, dans le montage de la figure 1 de l'oscillateur sont :

α_o = gain de courant en BF, base commune = 0,8.

$f_{\alpha\beta}$ = fréquence de coupure, base commune = 70 MHz.

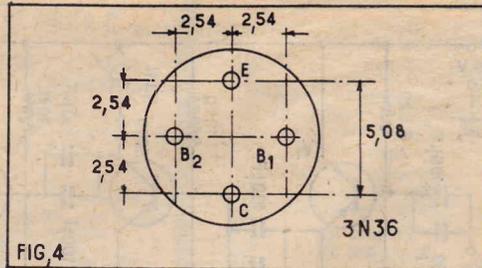


FIG. 4

f_{max} = fréquence max. d'oscillation = fréquence à laquelle le gain de courant en base commune est égal à l'unité.

π_{bb} = résistance répartie de base = 50 Ω .

C_o = capacité collecteur = 1,5 pF.

Sur la figure 1 on remarque que deux résistances seulement sont variables, les résistances des circuits de base 1.

Leur réglage s'effectue en vue de l'obtention du fonctionnement correct des transistors, se caractérisent par :

Transistor oscillateur V_2 : courant émetteur 1,2 mA, tension entre les deux bases 1,5 V.

Transistor modulateur V_1 : courant émetteur 1,5 mA, tension entre les deux bases 1,5 V également.

3N36 en moyenne fréquence.

Les transistors tétrodes 3N36 sont également montés dans l'amplificateur MF image, mais comme amplificateurs avec base commune sauf le dernier V_6 qui est monté avec collecteur commun.

Le montage base commune donne moins de gain que celui à émetteur commun, qui donnerait 2 à 3 dB de plus par étage, ce qui représente 10 à 15 dB supplémentaires, mais le montage base commune offre plus de sécurité quant à la dispersion des caractéristiques de ces tétrodes tandis que la capacité d'entrée (à l'émetteur) est négligeable. Dans le montage à émetteur commun, la capacité d'entrée (à la base) est de 30 pF.

Pour le point de fonctionnement choisi, la résistance d'entrée est de 100 Ω environ et celle de sortie de 7 k Ω avec une capacité de sortie de 2 pF seulement.

Le réglage des résistances variables doit permettre d'obtenir les courants collecteurs suivants :

1,8 mA pour V_1 à V_4 .

2,2 mA pour V_5 .

3 mA pour V_6 .

La diode de détection image, 1N64 est conçue spécialement pour les fréquences élevées de 20 à 40 MHz.

Transistors vidéo-fréquence.

Dans l'amplificateur vidéo-fréquence on utilise les transistors 2N338 (étage final) et 25T1.

Voici les caractéristiques du 25 T1 :

25T1

Transistors HF, PNP au germanium.

Fréquence de coupure, base à la masse,

$f_{\alpha\beta} > 40$ MHz.

Pression inverse max. BV_{cb} = 12 V.

Courant collecteur max. I_c = 10 mA.

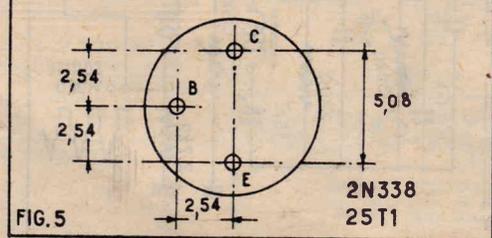


FIG. 5

Puissance dissipée max. $P = 30$ mW.
Gain en courant continu $h_{21e} =$ ou > 25 .

Courants : premier étage, montage collecteur commun, courant de polarisation collecteur $I_c = 4$ mA ; second étage, montage émetteur commun, $I_c = 5$ mA ; troisième étage, montage collecteur commun $I_c = 5$ mA.

En ce qui concerne les deux transistors de l'étage final vidéo-fréquence, nous indiquons les caractéristiques suivantes :

2N338

Transistor HF au silicium NPN.

Fréquence de coupure, base masse

$f_{\alpha\beta} = 30$ MHz.

Tension inverse max. $BV_{cb} = 45$ V.

Dissipation collecteur max. $P_c = 125$ mW.

Courant collecteur max. $I_c = 20$ mA.

Gain de courant continu $h_{21e} = 100$.

Capacité de sortie $C_{22} = 1$ pF.

Cette capacité est valable à $f = 5$ MHz

et entrée en court-circuit.

Les deux transistors 2N338 fonctionnent en classe A avec un courant commun

(montage série) de 5 mA.

Brochage des transistors.

Le transistor tétrode 3N36, à jonction NPN possède un culot à quatre broches disposées suivant les sommets d'un carré de 5,08 mm de diagonale.

Un ergot est disposé entre les broches E et B_2 (base 2 ou base auxiliaire) ce qui permet de trouver l'ordre de branchement : B_1 , C, B_2 (ergot) E, cette disposition étant effectuée en regardant le culot du côté broches et en tournant dans le sens du mouvement des aiguilles d'une montre.

Les broches ont un diamètre de 0,43 mm et une longueur de 4,74 mm.

Pour le boîtier du transistor tétrode 3N36 on notera les dimensions suivantes : hauteur 6,14 mm, diamètre maximum 8,25 mm. Hauteur totale avec broches 10,88 mm environ.

Voici maintenant le brochage du 25T1 au germanium. Comme il s'agit d'un transistor triode, il n'y a que trois broches. Vus côté broches et en tournant dans le sens des aiguilles d'une montre, on trouve : base, collecteur, émetteur.

Un ergot est disposé entre collecteur et émetteur, plus près de ce dernier.

Les broches C et E sont aux sommets opposés d'un carré de 5,08 mm de diagonale. La broche B est à 2,54 mm de la diagonale CE.

Le diamètre maximum du boîtier et de 9,14 mm, la hauteur du boîtier de 45,05 mm et la longueur des broches de 39 mm.

Voici maintenant le brochage des transistors NPN au silicium 2N338 :

Le boîtier est isolé des broches. Les dimensions et la disposition sont identiques que pour le transistor 25T1.

Les figures 4 et 5 donnent le brochage des trois transistors 3N36, 25T1 et 3N338.

Tube cathodique.

On a choisi un tube de 90° d'angle diagonal et de faibles dimensions : le 8DP4 qui a une diagonale de 8 pouces, c'est-à-dire 20 cm environ. Pour un portatif, une image de cette grandeur est largement suffisante et grâce aux rapprochement des lignes elle semble plus fine que celle d'un grand tube.

La très haute tension est obtenue à partir du retour de l'impulsion de ligne, tandis que la HT provient de la tension de récupération.

Le tube est à déviation magnétique et commutation électrostatique automatique, ne nécessitant aucune réglage.

Il reçoit à la cathode une modulation de lumière négative.

M. LÉONARD.

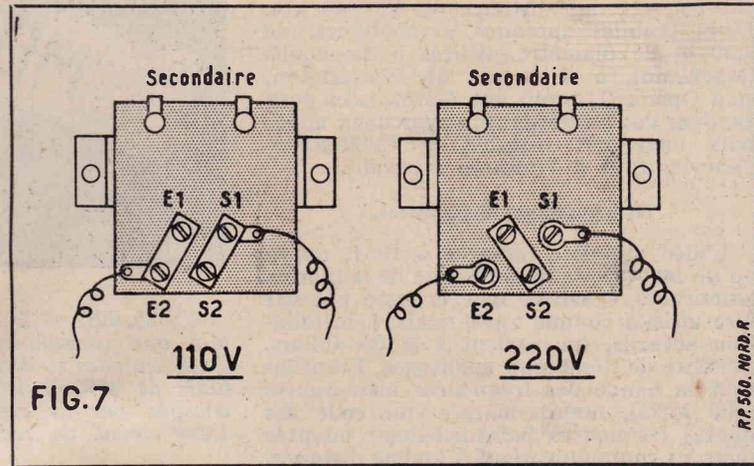
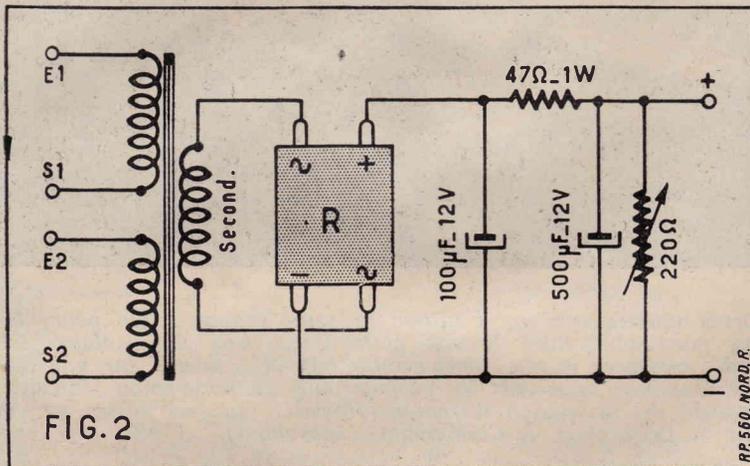
RECEPTEUR PILES-SECTEUR A TRANSISTORS

Parmi les nombreux avantages que les transistors ont sur les lampes un des plus importants est l'économie de courant d'alimentation, qui tient au fait que sur les postes à lampes on est tenu de chauffer les cathodes des tubes ce qui représente une consommation importante de puissance électrique. Cette consommation se fait en pure perte puisqu'elle n'est aucunement transformée en puissance acoustique. Or avec les transistors ce chauffage est supprimé, et le courant de l'unique source

d'alimentation est entièrement transformée au rendement près en puissance acoustique délivrée par le HP. Cette économie est très intéressante pour les postes portatifs à pile à telle enseigne qu'actuellement la totalité de ces appareils sont à transistors. En utilisant les semi-conducteurs sur les postes d'appartements et en prévoyant une alimentation secteur la même économie se retrouve et il est rationnel de vouloir en bénéficier. Jusqu'à présent, dans ce domaine, les lampes ont

aussi être utilisé en tous lieux où le réseau électrique fait défaut.

Une particularité de ce montage que nous tenons à signaler immédiatement est son étage final push-pull sans transformateur de sortie. On sait en effet que cet organe, à moins d'être de très haute qualité, est une source importante de distorsions. Or, sauf sur un récepteur Hi-Fi, on ne peut en raison du volume et du prix envisager l'utilisation d'un transfo de sortie de très grande classe. Si on en a la



**DEVIS DU
" WEEK-END "**
décrit ci-contre

(Dimensions : 280 x 160 x 130 mm)

Coffret, décor.....	24.00
Châssis bakélite et tôle.....	8.50
Jeu de bobinages.....	23.00
CV, cadran, bouton, décor.....	14.20
HP 12 cm AP, 28 ohms.....	13.50
Transfo driver spécial pour HP 28 ohms.....	5.70
Jeu de 6 transistors + diode.....	66.80
Petit matériel.....	30.00
185.70	
PRIX FORFAITAIRE POUR L'ENSEMBLE EN PIÈCES DÉTACHÉES, PRIS EN UNE SEULE FOIS. (Fonctionnement sur piles.)	
178.00	
PRIX FORFAITAIRE POUR L'ENSEMBLE EN ORDRE DE MARCHÉ.....	
218.00	
SUPPLÉMENT POUR ALIMENTATION SECTEUR, en pièces détachées.....	
19.00	
Montée.....	
28.00	

Expédition immédiate
contre mandat à la commande.

NORD-RADIO

149, RUE LA FAYETTE - PARIS (10^e)
TRU 91-47 - C.C.P. PARIS 12 977-29

conservé la priorité. Cela tient surtout à ce qu'elles procuraient moins de souffle et offraient une fidélité de reproduction plus grande. Grâce aux progrès réalisés dans la fabrication des transistors ce dernier avantage a pratiquement disparu et on peut prévoir que dans un avenir très proche ceux-ci détrôneront là encore les tubes à vides.

L'appareil que nous vous proposons aujourd'hui s'engage résolument dans cette voie. Il s'agit d'un récepteur équipé de 6 transistors prévu pour les gammes PO et GO et pouvant à volonté être alimenté par une pile de 9 V ou directement sur le secteur. C'est donc un poste mixte qui se présente sous la forme d'un appareil d'appartement, mais qui peut

possibilité il est donc préférable d'éliminer cette pièce. Déjà avec les lampes on a étudié des montages push-pull sans transformateur de HP, mais le problème est assez délicat car pour charger un tel étage il faut un HP ayant une impédance assez élevée (plusieurs centaines d'ohms), ce qui représente des difficultés pour la réalisation de la bobine mobile. Or, avec les transistors l'impédance de charge tombe à quelques dizaines d'ohms et les difficultés sont alors considérablement réduites. Les transistors se prêtent donc admirablement au montage d'un étage final sans transfo de sortie et l'adoption de cette solution sur le présent appareil augmente ses qualités de reproduction.

Examen du schéma (fig. 1 et 2).

a) Le récepteur.

Au premier coup d'œil nous voyons que l'appareil se compose d'un étage changeur de fréquence, de deux étages amplificateurs MF, d'un détecteur, d'un étage BF driver, et de l'étage final push-pull que nous avons déjà mentionné.

L'étage changeur de fréquence est équipé d'un transistor 37T1. Dans la composition de cet étage entre un cadre à bâtonnet de ferrocube N20 Oréor de 20 cm, un bloc à clavier N32 Oréor et un CV deux cages 120 + 280 pF. Le cadre dont les enroulements sont commutés par le contacteur du bloc constitue le collecteur d'ondes principal. Les enroulements sont accordés par la cage 280 pF du CV et forment le circuit oscillant d'entrée. Une prise antenne est prévue qui peut être mise en service par une section du commutateur du bloc. L'utilisation de l'antenne peut se faire aussi bien sur PO que sur GO pour la réception de stations faibles ou lointaines. On remarquera la présence des condensateurs fixes de 55 et 220 pF et des condensateurs ajustés

destinés à obtenir l'alignement des circuits accord et oscillateur.

Le circuit d'entrée attaque la base du transistor 37T1 par un condensateur de 50 nF. Le potentiel de cette base est obtenu par un pont formé d'une 15.000 Ω côté - 9 V et d'une 4.700 Ω côté + 9 V. Pour la production de l'oscillation locale les bobinages oscillateurs contenus dans le bloc sont répartis entre le circuit collecteur et le circuit émetteur du transistor. L'enroulement accordé par la cage 120 pF est relié à l'émetteur par un condensateur de 10 nF. Entre émetteur et masse (+ 9 V) est placée une résistance de 4.700 Ω. L'enroulement d'entretien est inséré dans le circuit collecteur qui contient également une partie du primaire du premier transfo MF. Cette partie est comprise entre la prise inférieure et la prise d'adaptation d'impédance.

Le secondaire du transfo MF1 attaque la base d'un transistor 36T1 qui équipe le premier étage MF. Signalons que tous les
(Suite sur la planche dépliant.)

CONSTRUCTION D'UN DENSITOMÈTRE

POUR AGRANDISSEMENTS PHOTOGRAPHIQUES

Pour un amateur photographe qui veut faire lui-même ses agrandissements, voici un appareil électronique peu coûteux et assez facile à construire. Il permet de passer moins de temps dans la chambre noire et d'économiser le papier d'agrandissement.

Cet instrument mesure simplement le degré de contraste entre les zones les plus sombres et les plus claires d'un négatif, de façon à permettre de classer celui-ci dans l'un des cinq groupes figurant au tableau des taux de contraste des négatifs et de déterminer le temps d'exposition convenable. Les durées d'exposition qui se trouvent inscrites en face de chacun des degrés de contraste du tableau s'appliquent à un type déterminé de papier d'agrandissement, au révélateur et à la durée de développement recommandé pour le révé-

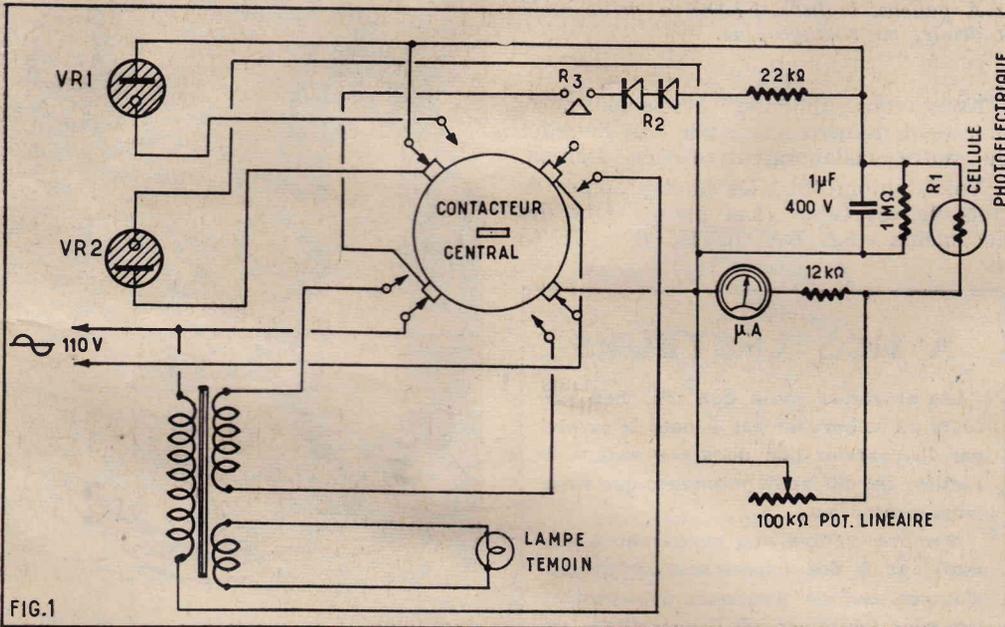
et une indication de 10 pour la plus sombre donnent un rapport de contraste de 4 à 1, et un taux de contraste noté comme « normal ».

4° Après avoir consulté le tableau de contraste des négatifs de la figure 1 pour

rechercher le numéro de contraste papier d'agrandissement recommandé, quelques bandes d'essai afin de déterminer la durée d'exposition nécessaire obtenir une bonne épreuve.

Toutes ces opérations doivent être e

Indication minima	Numéro des papiers	Durée d'exposition secondes	Rapport de contraste	Regré de contraste
2,5	1	8	16 : 1	très fort
5	2	12	8 : 1	fort
10	2	8	4 : 1	normal
20	3	9	2 : 1	faible
30	4	8	1,33 : 1	très faible



tuées exactement dans l'ordre indiqué. Chaque fois qu'un négatif correspond à un taux de contraste que l'on obtient la première fois, il ne sera nécessaire de déterminer le rapport de contraste comme indiqué aux phases 1, 2 et 3 de régler l'ouverture de l'objectif de façon à obtenir une indiation de 40 lorsque la cellule photo-électrique sera placée au-dessus de la zone la plus sombre du négatif. Le même type de papier, le même révélateur et la même durée de développement ayant été utilisés pour établir les taux de contraste des négatifs et les durées d'exposition correspondantes doivent être employés.

La même façon de procéder s'applique lors de la détermination d'un tableau de taux de contraste pour le traitement des négatifs couleurs si ce n'est qu'un seul numéro de contraste de papier de tirage ou d'agrandissement sera indiqué.

Construction du densitomètre.

La disposition et la construction de l'appareil sont illustrées par la figure

(Suite page 60.)

lateur. Il suffit cependant de quelques minutes pour déterminer les valeurs correspondant au type de papier et au révélateur que l'on a l'habitude d'utiliser.

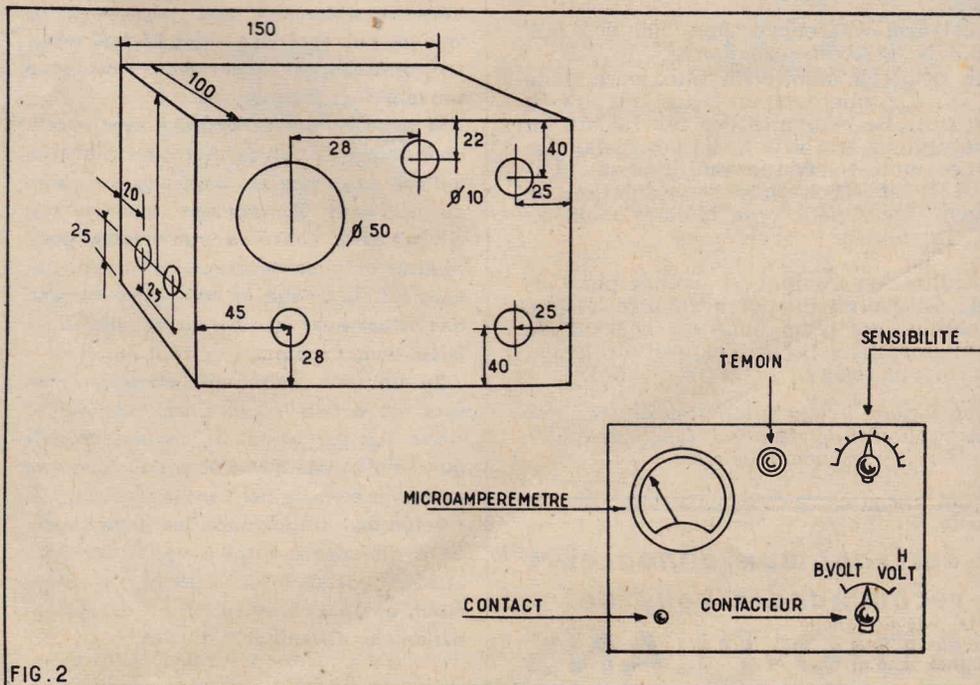
Il faut avoir soin de recouvrir la cellule d'un petit « chapeau » quand elle n'est pas en service.

Voici comment utiliser notre densitomètre :

1° Placer le négatif à classer dans l'agrandisseur, mettre au point et régler l'ouverture de la lentille de l'agrandisseur à F:11.

2° Enlever le chapeau de protection de la cellule photo-électrique et tenir cette dernière au-dessus du châssis d'exposition sur la zone la plus claire (ombres) de l'image projetée. Puis, en maintenant enfoncé le bouton de contact, régler la commande de sensibilité de façon à obtenir une indication de 40 sur le microampèremètre à droite.

3° Déplacer ensuite la cellule photo-électrique vers les zones les plus sombres (points lumineux) de l'image projetée et noter l'indication donnée pour celles-ci afin de déterminer le taux de contraste entre les zones les plus claires et les zones les plus sombres. Une indication de 40 par exemple, pour la tonalité la plus claire



CONSTRUCTION D'UN DENSITOMÈTRE

(Suite de la page 59.)

Le schéma de l'appareil est donné figure 1. Sur la figure 2, seules les dimensions les plus importantes sont indiquées.

Précautions à prendre.

Bien respecter la polarité convenable des redresseurs lors du câblage de ceux-ci.

Le corps de la cellule photo-électrique est constitué par un corps de prise de courant alternatif dont les fiches ont été enlevées et qui est percé en son centre d'un trou de 12 mm dans lequel se loge la cellule elle-même. Les fils de cette dernière sont poussés à travers les fentes du fond de la prise et dans un trou de 6 mm, percé vers le fond. Un trou est percé aussi dans le côté de celle-ci pour laisser passer le fil conducteur de la cellule lorsque les fils de cette dernière ont été connectés au fil conducteur. Couler du plâtre à froid autour de la cellule en prenant soin de ne pas toucher les fils, ce qui pourrait provoquer des déperditions de courant entraînant des indications erronées.

Pour finir, un disque de fibre est collé sur le fond de la prise et la cellule photo-électrique est prête à être branchée sur les conducteurs convenables à l'intérieur du coffret. Si une barrette de connexion n'est pas utilisée, les fils du câblage sont branchés directement sur les éléments constitutifs de l'appareil. Lorsque le câblage est terminé, le vérifier par comparaison avec le schéma de la figure 1.

Pour obtenir des indications précises, l'appareil devra toujours être utilisé à peu près au même moment de la journée. Si le courant du secteur présente des variations d'intensité considérables, interposer un régulateur de voltage dans le circuit.

Quelques précisions sur le matériel utilisé.

Toutes les résistances sont de 1/2 W fédéral miniature.

R. 1. = cellule photo-électrique.

R. 2. = redresseur au sélénium type n° 1263 à 65 mA ou similaire.

R. 3. = commutateur de contact à poussoir.

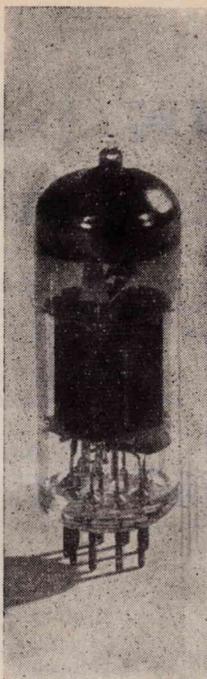
Le transformateur est un 500 V 2 MA et 6,3 V 2 A au secondaire.

On utilise la moitié du taux normal de 500 V. Le microampèremètre est de 0 à 50 mA. Le commutateur central est un commutateur rotatif à 2 positions. La cellule photo-électrique est du type Clairrex VR1 et RR2, tube de régulation de voltage (facultatif), type Mallory 6308 ou similaire (OA2).

L'indication minima est donnée par l'aiguille du cadran du potentiomètre lorsque ce dernier est réglé pour un courant de 40 microampères sur l'exposition de la zone la plus claire.

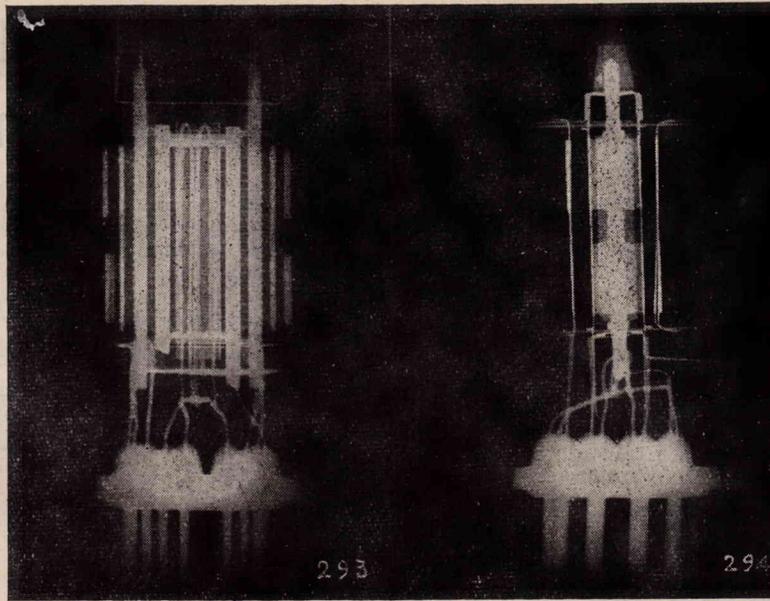
Prière à notre lecteur qui nous a communiqué la description ci-dessus de nous faire connaître ses nom et adresse.

En écrivant aux annonceurs
recommandez-vous de
RADIO-PLANS



A gauche, le tube EL183 à grille cachée à droite, sa radiographie.

NOUVEAUX TUBES POUR LA SAISON 1960-6



Nous avons publié sous ce titre dans notre précédent numéro une étude très détaillée de notre collaborateur Roger Daman.

Voici, aujourd'hui, les photographies de trois de ces tubes (Les photos sont des documents « LA RADIOTECHNIQUE ».)

A NOS LECTEURS

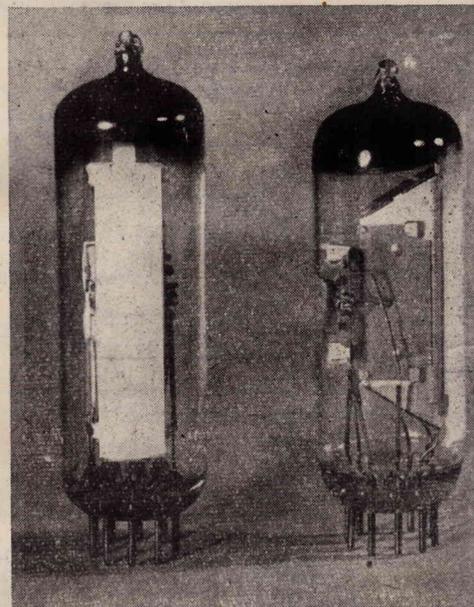
Les amateurs radio que sont nos lecteurs ne se bornent pas — nous le savons par le courrier que nous recevons — à réaliser les différents montages que nous leur présentons.

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

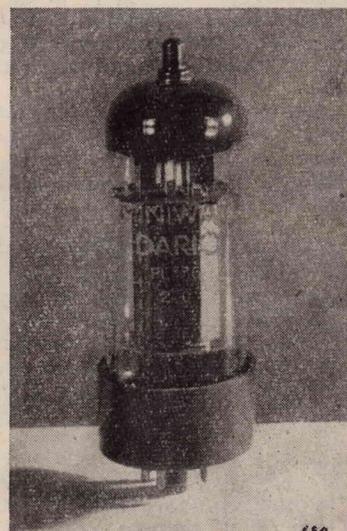
Si donc vous avez exécuté avec succès un montage de votre conception, montage qui sorte des sentiers battus (poste radio ou dispositif électronique quelconque), si vous avez trouvé un truc original pour réaliser ou pour remplacer un organe qui vous faisait défaut, si vous avez imaginé une astuce pour 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 NF ou exceptionnellement davantage.



Le nouveau tube EL/PL 136 avec anode



« Labyrinthe » a été spécialement conçu pour balayage télévision 819 lignes. Le tube EM84, indicateur d'accord.