

radio plans

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

XXVIII^e ANNÉE
N° 162 — AVRIL 1961

1.25 NF

Prix au Maroc : 144 FM

Dans ce numéro :

Qu'est-ce qu'un Maser ?

★

L'éclipse du soleil et la radio

★

L'amplification en classe C

★

Les techniques étrangères

★

La Tour de Nançay

est entrée dans l'histoire des
télécommunications par satellite

★

La réverbération
élément de la haute fidélité

etc..., etc...

et

**LES PLANS
EN VRAIE GRANDEUR**

d'un

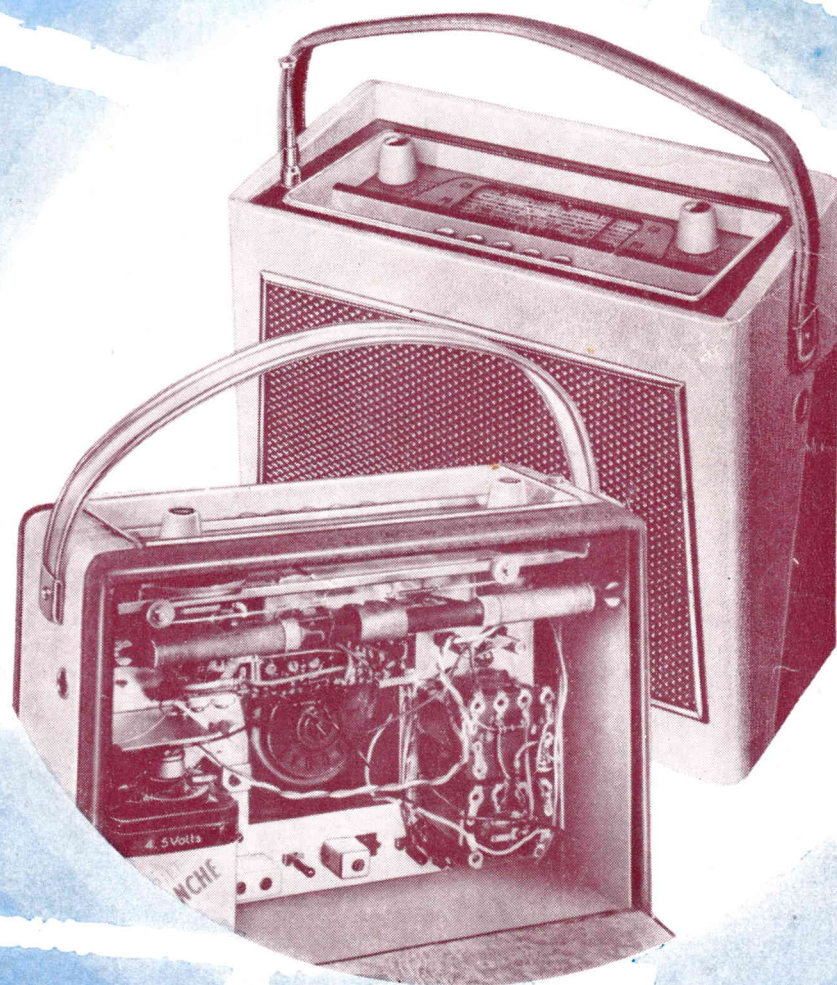
AMPLIFICATEUR SEMI-TRANSISTORISÉ

d'un

**TÉLÉVISEUR MULTICANAL
UTILISANT UN TUBE IMAGE
COURT DE 110°**

et de ce

RÉCEPTEUR PORTATIF A 7 TRANSISTORS



ABONNEMENTS :
Un an NF 13.50
Six mois . . NF 7.00
Étranger, 1 an. NF 16.75
C. C. Postal : 259-10

PARAIT LE PREMIER DE CHAQUE MOIS

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

A PROPOS DU SALON

par MICROMÉGA

J'ai rencontré de nombreuses personnes prétendant qu'il n'y avait absolument rien de nouveau au Salon. C'est être de mauvaise foi. Il y avait une nouveauté évidente, aveuglante, sensationnelle... Et, pour la découvrir, il suffisait de savoir lire : l'exposition n'est plus le Salon des « pièces détachées », mais est devenue le « Salon international des Composants électroniques ».

« Pièces détachées », cela avait un air vaguement péjoratif. Cela évoquait l'analyse, ou si vous préférez, la décomposition... On avait le sentiment que ces pièces avaient été « détachées » d'un ensemble, comme des feuilles mortes qui tombent à l'automne... Et il faut bien avouer que le mot « composants » a une tout autre allure ! « Pièce détachée » suggère la dissection ou l'analyse... Tandis que « Composant » évoque la synthèse, la construction et non la destruction.

Cette nouveauté-là, à elle seule, valait la peine d'être signalée. Ce Salon, était paraît-il « international ». Si l'on en jugeait par la surface relative occupée par les exposants, on pourrait en conclure que l'Industrie électronique française est, à beaucoup près, la plus importante du monde. Ce serait assez réjouissant si c'était la stricte vérité.

Ce serait encore plus significatif si les nouveautés, les trouvailles, les inventions se trouvaient effectivement dans les stands français. En réalité, les firmes étrangères n'étaient pas directement présentes, mais par l'intermédiaire de leurs ambassadeurs qui sont des firmes françaises importatrices.

Je me suis même laissé dire que les exposants français s'étaient taillés la part du lion et que certaines firmes étrangères n'avaient pu disposer que d'une surface assez réduite, sans aucun rapport avec leur importance réelle.

Et, à la vérité, c'est dans un de ces stands qu'on pouvait découvrir les choses les plus réellement nouvelles et présentant un indiscutable intérêt.

Par exemple, un modèle de rotacteur de très faible encombrement, prévu pour 12 canaux de télévision, couvrant toute la bande III (jusqu'à 250 MHz), fournissant un gain de 26 dB avec un très faible bruit de fond... et équipé tout simplement de trois transistors.

Et c'est encore dans ces stands que l'on pouvait trouver les « composants » permettant de « transistoriser » (que Littré me pardonne !) tous les circuits d'un téléviseur depuis l'entrée d'antenne, jusqu'aux circuits de balayage. Bien entendu, le tube image n'est pas remplacé par un transistor. Mais la même firme propose un tube de 43 cm, avec un filament chauffant extraordinairement économique : chauffage sous 2 V avec une intensité de quelques dizaines de milliampères.

En dehors de cela, il n'y a pratiquement rien de nouveau dans ce domaine des tubes-images. C'est toujours les tubes dits « 110° » avec une surface assez convexe. Le problème de la déviation en 819 lignes demeure entier car les solutions actuelles doivent être adaptées à chaque cas. Et il y a presque autant de cas particuliers que de téléviseurs fabriqués. Ce n'est pas peu dire, et le tube de balayage

« ligne » est un perpétuel « surmené ». Il ne faut donc pas s'étonner s'il meurt souvent prématurément d'un infarctus de la cathode...

Parmi les appareils de mesure j'ai remarqué quelques instruments fort intéressants. Un contrôleur se distinguant par une présentation assez futuriste et, surtout, un oscillographe avec un temps de montée de 6/100 de microsecondes. Mais cela, évidemment, ne pouvait attirer que le professionnel. On peut aussi signaler des haut-parleurs extraplats, à moteur inversé, dont les courbes de reproduction semblent fort bonnes. Il serait toutefois nécessaire de les essayer réellement.

Dans le fond, on peut se demander s'il est bien utile de prévoir une telle exposition chaque année. Il serait tout aussi bien de la prévoir tous les deux ans. Je pense qu'on y verrait ainsi des choses beaucoup plus passionnantes.

Comme j'exprimais cette opinion naïve devant un exposant, il haussa les épaules et, me regardant avec une certaine commisération, il m'expliqua que cette exposition n'était pas faite pour les visiteurs, mais pour les exposants eux-mêmes. Ceux-ci ont du plaisir à se retrouver, à se congratuler, et à s'inviter au restaurant ou au bar. Ils essaient ainsi

de se tirer mutuellement les vers du nez et de saisir ce qui se trame chez le voisin.

Je n'avais pas pensé à cela.

En même temps que le Salon, se tenait le « colloque » sur les semi-conducteurs. Il s'agissait de faire le « point » sur cette question passionnante. Mais c'est une « pointe » de bien gros volume. Je me suis, en effet laissé dire que les textes des différentes communications, représentaient un livre d'environ 1.800 pages.

On a également profité de ce Salon pour faire visiter à certains de nos confrères étrangers et français, les nouveaux studios que la R.T.F. a installés aux Buttes-Chaumont. Je pense, quant à moi, que cette visite était un peu prématurée et n'a pu laisser à nos confrères étrangers qu'une idée assez fâcheuse de l'organisation française. En effet, rien n'est terminé et tout donne l'impression d'un effroyable chaos. On semble nager dans l'improvisation et, après cette visite on est plein d'admiration pour les réalisateurs qui arrivent à faire des émissions ne comportant pas plus de deux ou trois « ratés » et n'ayant pas recours plus d'une fois au petit écriteau : « Nous nous excusons de cette interruption, etc... ».

On s'explique aussi pourquoi les horaires sont rarement respectés : il y a beaucoup d'horloges dans les studios, dans les régies, dans les couloirs... mais elles ne marquent généralement pas la même heure. Et c'est sans doute pour cela que, prévue à 17 heures, la visite commença vers 17 h 45.

Sur les récepteurs de contrôle installés un peu partout on constate que la définition de départ, avant la modulation, ne dépasse guère 650 points à la ligne. Or, il faut réaliser la liaison jusqu'à la rue Cognacq-Jay, puis au sommet de la tour Eiffel. Cela explique que les émissions en provenance des Buttes-Chaumont soient toujours beaucoup moins fines que certaines images de la rue Cognacq-Jay... en particulier, les aimables sourires des présentatrices.

L'abus du kinescope et de l'ampexage (qui n'a jamais été prévu pour du 819 lignes, puisque la bande passante est inférieure à 5 MHz) nous vaut des images nettement plus mauvaises que celles de nos voisins européens.

Il semble bien qu'on ait renoncé à nous fournir « les plus belles images du monde » ! En effet, hier encore, on prônait à la R.T.F. les mérites sans pareil des tubes de prise de vue « super-icône » et « photicon ». Eux seuls pouvaient convenir à notre 819 lignes, malgré leur faible sensibilité (d'où résulte la nécessité d'inonder la scène de lumière et l'inconvénient d'une faible profondeur de champ). Or, nos confrères ont pu voir, aux Buttes-Chaumont, un studio équipé de tubes « image-orthicon... » dont les techniciens de la R.T.F. disaient, hier encore, qu'ils ne pouvaient convenir pour des définitions supérieures à 600 lignes. C'est, d'ailleurs, ce qu'on peut lire dans les feuilles de spécifications du constructeur.

De tout cela, on peut tirer une conclusion assez amère : c'est qu'on impose aux constructeurs et aux téléspectateurs tous les inconvénients du 819 lignes, sans qu'ils puissent en recueillir le moindre avantage.

SOMMAIRE DU N° 162 AVRIL 1961

A propos du Salon	21
L'amplification en classe C	23
Apprenez à « truffer » vos enregistrements	27
L'éclipse du soleil et la radio	28
Petits montages à transistors	29
Téléviseur multicanal longue distance	32
Manipulateur automatique	44
Ampli semi-transistorisé ECC83 - EL84 - EZ80 - 965T1 (3)	45
Techniques étrangères	50
Récepteur portatif 7 transistors OC170 - OC45 (2) - 4OP1 - OC75 (2) - OC74 (2)	54
La tour de Nançay	58
La réverbération	60
Qu'est-ce qu'un Maser ?	61



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

Le précédent n° a été tiré à 42 512 exemplaires.
 Imprimerie de Sceaux, 5, rue Michel-Chaïre, Sceaux.

L'AMPLIFICATION EN CLASSE C⁽¹⁾

Par L. CHRÉTIEN, Ingénieur E. S. E.

Nous avons étudié précédemment l'amplification en CLASSE A qui est le régime le plus couramment utilisé dans les installations d'amateurs. C'est l'amplification en classe A qui est utilisée dans tous les circuits de haute, de moyenne fréquence et de pré-amplification.

Dans les étages de puissance en CLASSE A on peut arriver à obtenir une faible distorsion, à condition que le rendement énergétique soit très faible. De toutes manières, ce rendement ne dépasse guère pratiquement trente pour cent.

Ce qui explique ce faible rendement, c'est que le tube amplificateur dissipe une puissance d'autant plus importante que la puissance produite est plus faible. C'est quand la puissance utile est nulle que la lampe dissipe davantage...

Dans l'amplification en CLASSE B (que nous avons également étudiée ici même) la situation est bien meilleure puisque la consommation de l'étage de puissance est à peu près nulle quand la puissance utile est elle-même nulle. Et cette consommation augmente à mesure que la puissance utile est plus grande, il en résulte que le rendement énergétique (c'est-à-dire le rapport entre la puissance utile et la puissance consommée) peut demeurer bon à tous les régimes.

Le rendement théorique maximal est supérieur à soixante-quinze pour cent ; en pratique il est de l'ordre de soixante pour cent.

Toutefois, il est difficile d'obtenir un très faible taux de distorsion à faible niveau.

Dans l'article ci-dessous nous étudierons le cas de l'amplification en CLASSE C.

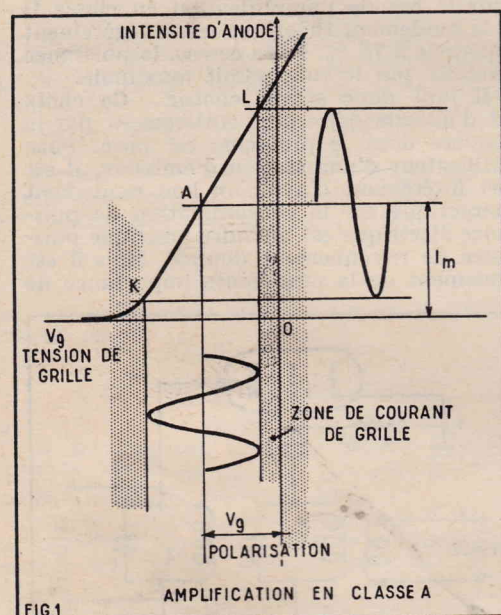


FIG. 1. — En classe A, la zone d'utilisation de la caractéristique est limitée à la partie droite comprise entre la courbure inférieure (point K) et le point L ou commence à se manifester le courant de grille.

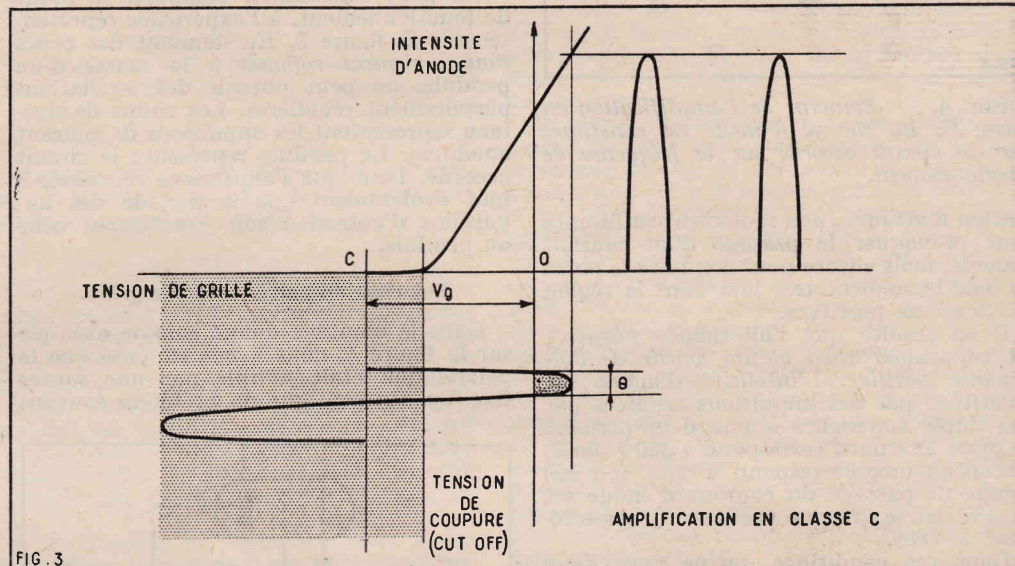


FIG. 3.

FIG. 3. — En classe C, le point de repos est choisi au-delà du point d'annulation du courant d'anode (point C). De plus, la tension d'attaque est suffisante pour rendre la grille positive par moment.

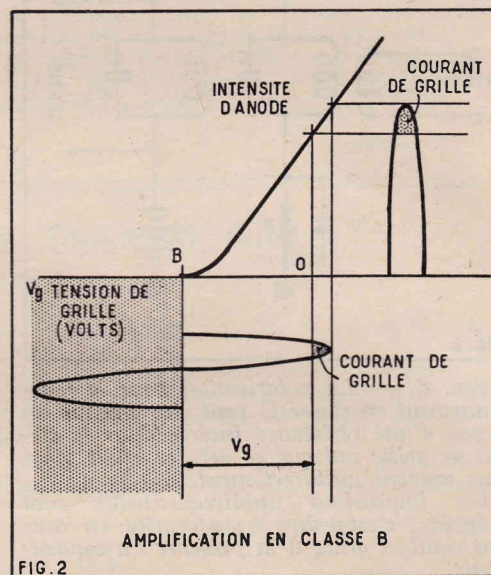


FIG. 2.

FIG. 2. — En classe B, le point de repos est choisi au pied de la caractéristique (point B). De plus, la tension d'attaque est suffisante pour rendre la grille positive par moment.

Rappel des définitions.

Revenons sur des définitions déjà données dans le premier article de cette série.

Dans l'amplification en classe A (fig. 1) le point de repos A est choisi au milieu de la partie droite de la caractéristique. Celle-ci est délimitée, d'une part, par la courbure inférieure, d'autre part par la région où commence à se manifester le courant de grille. Celui-ci commence à circuler pour une tension négative de l'ordre de 0,5 à 1 V. On admet toutefois assez souvent qu'il n'existe que dans les régions correspondant à une tension de grille positive.

Dans les conditions que nous venons de définir, l'intensité de courant moyenne I_m demeure absolument invariable au cours du fonctionnement, même quand la tension d'attaque est nulle.

Dans le fonctionnement en classe B la polarisation V_g (fig. 2) est choisie de manière que l'intensité anodique soit tout juste annulée. Le point de repos est B. De plus, la tension d'attaque peut être assez importante pour que le point de fonctionnement pénètre dans les régions positives. Il y a donc nécessairement une intensité de courant de grille pendant une fraction de la période.

L'intensité moyenne croît ainsi dans le même sens que la puissance utile. Toutefois, une seule alternance est reproduite par le tube amplificateur. Il faut utiliser un montage symétrique (ou push-pull) pour reproduire la période complète. L'emploi d'un tel montage est donc absolument indispensable pour la reproduction sonore.

La présence du courant de grille suppose naturellement la production d'une certaine puissance nécessairement produite par l'étage qui fournit la tension d'attaque. Il faut donc que le montage soit étudié pour éviter la production d'une distorsion excessive.

De plus, les variations de puissance instantanées empruntées à l'alimentation pouvant être considérables, il faut que la résistance interne de la source anodique soit très faible : c'est un problème difficile à résoudre simplement. Il faut aussi que la tension de polarisation soit parfaitement fixée.

Définition de l'amplification classe C.

Le principe se comprend immédiatement en examinant la figure 3. La polarisation est nettement plus importante que celle qui correspond à la coupure (en anglais : cut-off). Elle est de V_g dans l'exemple choisi et le point de repos est C. Il en résulte qu'une faible tension d'attaque serait insuffisante pour provoquer l'apparition du courant d'anode. Aussi prévoit-on une très forte

(1) Voir les nos 160 et 161 de Radio-Plans.

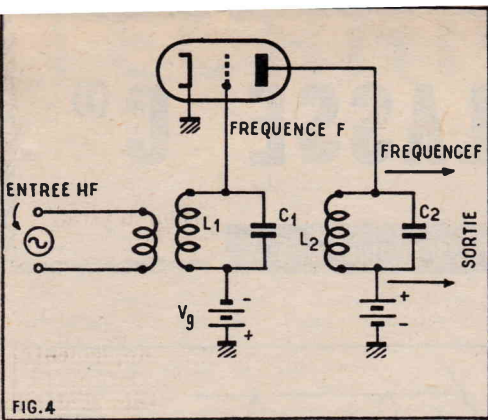


FIG. 4. — Principe de l'amplification en classe C. La charge d'anode est constituée par un circuit accordé sur la fréquence de fonctionnement.

tension d'attaque, non seulement suffisante pour provoquer le passage d'un courant d'anode, mais encore pour conduire le point de fonctionnement très loin dans la région des tensions positives.

Il en résulte que l'alternance négative est supprimée ainsi qu'une partie de l'alternance positive. L'intensité d'anode est constituée par des impulsions séparées par une durée supérieure à une demi-période. Le cycle alternatif correspond à 360° (ou 2π) une alternance correspond à 180° (ou π) l'angle de passage du courant d'anode est ainsi θ (lettre grecque thêta) toujours inférieur à 180° .

Dans ces conditions, même avec deux tubes amplificateurs travaillant symétriquement, il est impossible d'éviter une distorsion considérable. L'emploi de l'amplification en classe C est limité à des cas spéciaux d'amplification de haute fréquence.

La charge est un circuit accordé.

Nous avons représenté sur la figure 4 un montage d'amplification en classe C. Il s'agit d'amplifier des courants de haute fréquence. Les émetteurs modernes comportent un grand nombre d'étages de cette sorte. En effet, il est impossible d'utiliser directement des auto-oscillateurs de grande puissance car la stabilité de la fréquence serait tout à fait insuffisante. Pour atteindre la très grande précision imposée par les conventions internationales, il n'est pas d'autres moyens que d'utiliser un étage oscillateur piloté par un cristal de quartz. Mais cet étage ne peut fournir qu'une très faible puissance. Il est donc suivi d'une série de circuits analogues à celui qui a été

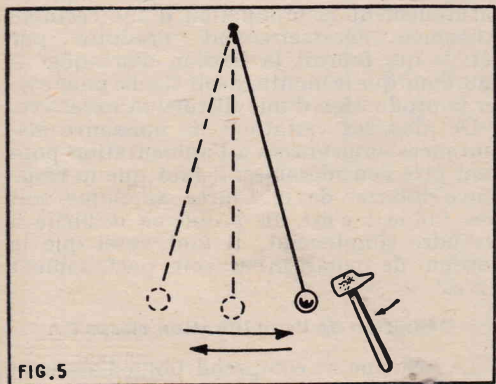


FIG. 5. — Dans le montage de la figure 4, le circuit accordé reçoit des impulsions de courant qui sont en phase avec ses oscillations propres. De la même manière, on peut entretenir les oscillations d'un pendule au moyen d'impulsions mécaniques ou de percussions appliquées au moment convenable.

représenté sur la figure 4. Pour d'évidentes raisons, il est du plus haut intérêt d'atteindre un rendement aussi élevé que possible. C'est ce qui permettra le montage en classe C.

On observera, sur la figure 4, que la charge anodique est constituée par un circuit oscillant. Excité par les impulsions du courant d'anode, celui-ci reconstituera les oscillations sinusoïdales. Pour qu'il en soit bien ainsi, il faut naturellement que les deux circuits, celui de la grille, comme celui de l'anode soient accordés sur la fréquence qu'il s'agit d'amplifier.

On peut exactement comparer le mode de fonctionnement, à l'expérience représentée sur la figure 5. En donnant des chocs convenablement rythmés à la masse d'un pendule, on peut obtenir des oscillations parfaitement régulières. Les coups de marteau représentent les impulsions de courant anodique. Le pendule représente le circuit accordé. Pour que l'expérience réussisse, il faut évidemment que la période des impulsions d'entretien soit exactement celle du pendule.

Polarisation par courant de grille.

Dans le montage donné comme exemple sur la figure 4, nous avons supposé que la polarisation était fournie par une source fixe V_g . En pratique on préférera souvent

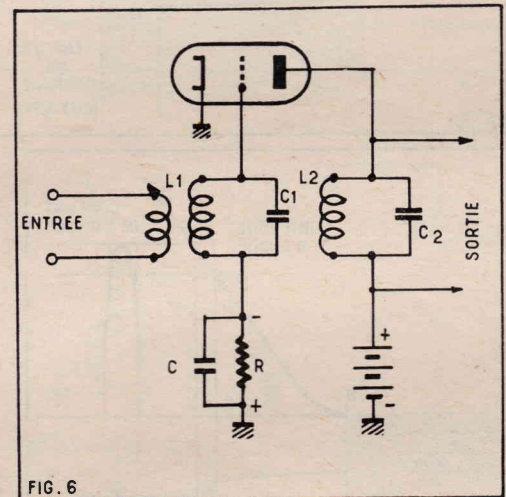


FIG. 6. — La polarisation pour le fonctionnement en classe C peut être obtenue au moyen d'une résistance insérée dans le circuit de grille puisque ce dernier est le siège d'un courant unidirectionnel.

Les impulsions unidirectionnelles sont intégrées, c'est-à-dire transformées en courant continu grâce à la présence du condensateur.

utiliser le courant de grille pour obtenir la polarisation (fig. 6). Celui-ci traversant la résistance R provoque l'apparition d'une tension dans le sens indiqué sur le schéma. Pour éviter l'effet de contre-réaction, la résistance R est shuntée par un condensateur C dont l'impédance doit être négligeable par rapport à R aux fréquences d'utilisation.

On préférera souvent le circuit de la figure 7 qui est absolument équivalent, sauf en ce qui concerne le circuit accordé. En effet, dans ce second cas, une des extrémités du circuit résonant est mise à la terre, ce qui peut présenter des avantages pratiques non négligeables.

Le circuit figure 8 est encore à peu près équivalent. Toutefois, la position de la résistance est différente. Dans de nombreux cas, ce dernier montage peut présenter des avantages non négligeables.

Dans tous les montages précédents, il est certain que la valeur de la polarisation

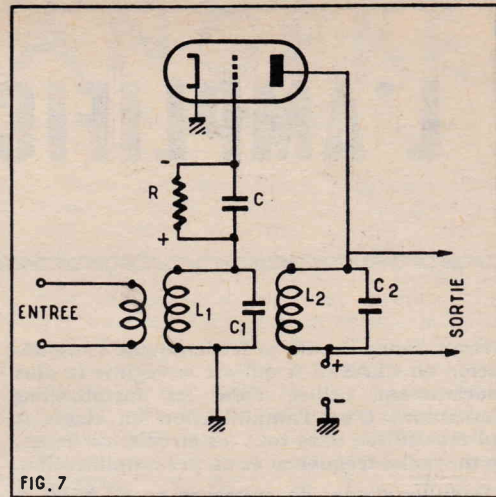


FIG. 7. — Ce montage équivaut à celui de la figure 6. Toutefois, on remarquera qu'une des extrémités du circuit accordé est au potentiel de la masse, ce qui peut présenter des avantages pratiques importants.

obtenue dépend de l'amplitude de la tension d'attaque. Il ne peut en être autrement, puisque la valeur moyenne du courant de grille est précisément déterminée par cette amplitude. Il faut, bien entendu, déterminer la valeur de R, en fonction du courant de grille, pour obtenir la polarisation voulue. C'est la valeur de cette polarisation qui détermine la grandeur de l'angle θ , paramètre essentiel du fonctionnement.

Le rendement et la puissance.

Dans ce mode de fonctionnement, le rendement dépasse largement la valeur correspondant au fonctionnement en classe B. On peut, en effet, atteindre et dépasser 85 %.

Ce rendement est d'autant plus grand que l'angle θ est plus petit. Il atteindrait 100 % à la limite, c'est-à-dire quand l'angle θ serait nul... Mais à ce moment-là la puissance produite par l'étage serait nulle... ce qui lui enlèverait toute raison d'être.

Si l'angle θ était de 180° , on retomberait dans le cas de l'amplification en classe B et le rendement théorique serait légèrement supérieur à 75 %. Dans ce cas, la puissance produite par le tube serait maximale.

Il faut donc savoir choisir... Ce choix est d'ailleurs déterminé entièrement par la manière dont le problème est posé. Pour l'utilisateur d'une station d'émission, il est fort intéressant d'avoir un bon rendement énergétique car la consommation de puissance électrique est moindre pour une puissance de rayonnement donnée. Mais il est également de la plus haute importance de

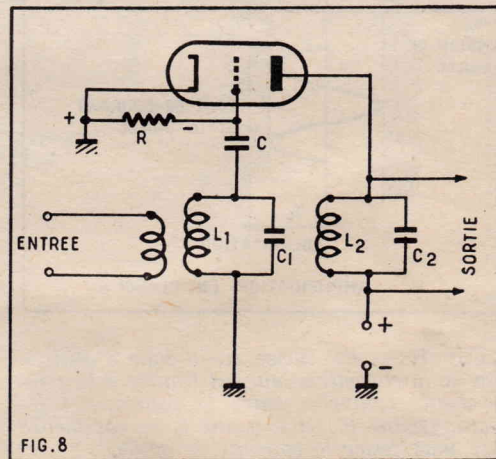


FIG. 8. — Ce montage équivaut encore à celui de la figure 6.

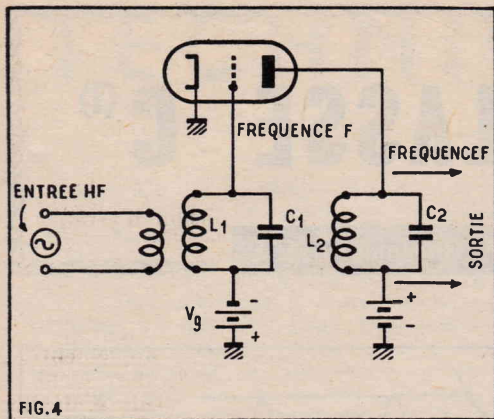


FIG. 4. — Principe de l'amplification en classe C. La charge d'anode est constituée par un circuit accordé sur la fréquence de fonctionnement.

tension d'attaque, non seulement suffisante pour provoquer le passage d'un courant d'anode, mais encore pour conduire le point de fonctionnement très loin dans la région des tensions positives.

Il en résulte que l'alternance négative est supprimée ainsi qu'une partie de l'alternance positive. L'intensité d'anode est constituée par des impulsions séparées par une durée supérieure à une demi-période. Le cycle alternatif correspond à 360° (ou 2π) une alternance correspond à 180° (ou π) l'angle de passage du courant d'anode est ainsi θ (lettre grecque thêta) toujours inférieur à 180° .

Dans ces conditions, même avec deux tubes amplificateurs travaillant symétriquement, il est impossible d'éviter une distorsion considérable. L'emploi de l'amplification en classe C est limité à des cas spéciaux d'amplification de haute fréquence.

La charge est un circuit accordé.

Nous avons représenté sur la figure 4 un montage d'amplification en classe C. Il s'agit d'amplifier des courants de haute fréquence. Les émetteurs modernes comportent un grand nombre d'étages de cette sorte. En effet, il est impossible d'utiliser directement des auto-oscillateurs de grande puissance car la stabilité de la fréquence serait tout à fait insuffisante. Pour atteindre la très grande précision imposée par les conventions internationales, il n'est pas d'autres moyens que d'utiliser un étage oscillateur piloté par un cristal de quartz. Mais cet étage ne peut fournir qu'une très faible puissance. Il est donc suivi d'une série de circuits analogues à celui qui a été

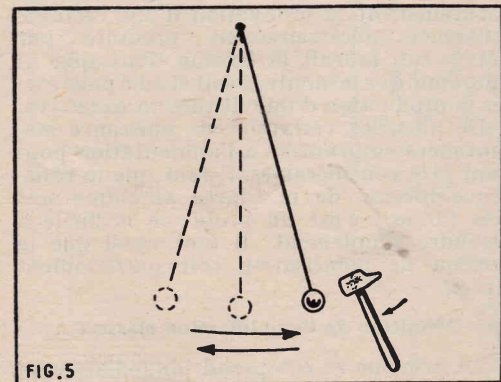


FIG. 5. — Dans le montage de la figure 4, le circuit accordé reçoit des impulsions de courant qui sont en phase avec ses oscillations propres. De la même manière, on peut entretenir les oscillations d'un pendule au moyen d'impulsions mécaniques ou de percussions appliquées au moment convenable.

représenté sur la figure 4. Pour d'évidentes raisons, il est du plus haut intérêt d'atteindre un rendement aussi élevé que possible. C'est ce qui permettra le montage en classe C.

On observera, sur la figure 4, que la charge anodique est constituée par un circuit oscillant. Excité par les impulsions du courant d'anode, celui-ci reconstituera les oscillations sinusoïdales. Pour qu'il en soit bien ainsi, il faut naturellement que les deux circuits, celui de la grille, comme celui de l'anode soient accordés sur la fréquence qu'il s'agit d'amplifier.

On peut exactement comparer le mode de fonctionnement, à l'expérience représentée sur la figure 5. En donnant des chocs convenablement rythmés à la masse d'un pendule, on peut obtenir des oscillations parfaitement régulières. Les coups de marteau représentent les impulsions de courant anodique. Le pendule représente le circuit accordé. Pour que l'expérience réussisse, il faut évidemment que la période des impulsions d'entretien soit exactement celle du pendule.

Polarisation par courant de grille.

Dans le montage donné comme exemple sur la figure 4, nous avons supposé que la polarisation était fournie par une source fixe V_g . En pratique on préférera souvent

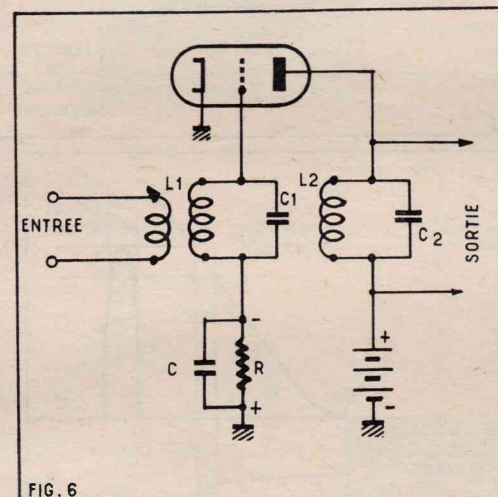


FIG. 6. — La polarisation pour le fonctionnement en classe C peut être obtenue au moyen d'une résistance insérée dans le circuit de grille puisque ce dernier est le siège d'un courant unidirectionnel.

Les impulsions unidirectionnelles sont intégrées, c'est-à-dire transformées en courant continu grâce à la présence du condensateur.

utiliser le courant de grille pour obtenir la polarisation (fig. 6). Celui-ci traversant la résistance R provoque l'apparition d'une tension dans le sens indiqué sur le schéma. Pour éviter l'effet de contre-réaction, la résistance R est shuntée par un condensateur C dont l'impédance doit être négligeable par rapport à R aux fréquences d'utilisation.

On préférera souvent le circuit de la figure 7 qui est absolument équivalent, sauf en ce qui concerne le circuit accordé. En effet, dans ce second cas, une des extrémités du circuit résonant est mise à la terre, ce qui peut présenter des avantages pratiques non négligeables.

Le circuit figure 8 est encore à peu près équivalent. Toutefois, la position de la résistance est différente. Dans de nombreux cas, ce dernier montage peut présenter des avantages non négligeables.

Dans tous les montages précédents, il est certain que la valeur de la polarisation

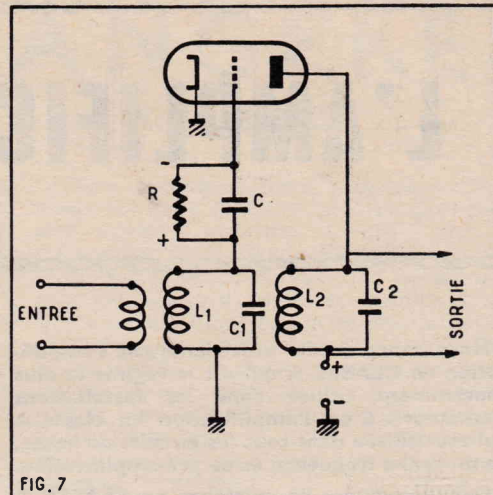


FIG. 7. — Ce montage équivaut à celui de la figure 6. Toutefois, on remarquera qu'une des extrémités du circuit accordé est au potentiel de la masse, ce qui peut présenter des avantages pratiques importants.

obtenue dépend de l'amplitude de la tension d'attaque. Il ne peut en être autrement, puisque la valeur moyenne du courant de grille est précisément déterminée par cette amplitude. Il faut, bien entendu, déterminer la valeur de R , en fonction du courant de grille, pour obtenir la polarisation voulue. C'est la valeur de cette polarisation qui détermine la grandeur de l'angle θ , paramètre essentiel du fonctionnement.

Le rendement et la puissance.

Dans ce mode de fonctionnement, le rendement dépasse largement la valeur correspondant au fonctionnement en classe B. On peut, en effet, atteindre et dépasser 85 %.

Ce rendement est d'autant plus grand que l'angle θ est plus petit. Il atteindrait 100 % à la limite, c'est-à-dire quand l'angle θ serait nul... Mais à ce moment-là la puissance produite par l'étage serait nulle... ce qui lui enlèverait toute raison d'être.

Si l'angle θ était de 180° , on retomberait dans le cas de l'amplification en classe B et le rendement théorique serait légèrement supérieur à 75 %. Dans ce cas, la puissance produite par le tube serait maximale.

Il faut donc savoir choisir... Ce choix est d'ailleurs déterminé entièrement par la manière dont le problème est posé. Pour l'utilisateur d'une station d'émission, il est fort intéressant d'avoir un bon rendement énergétique car la consommation de puissance électrique est moindre pour une puissance de rayonnement donnée. Mais il est également de la plus haute importance de

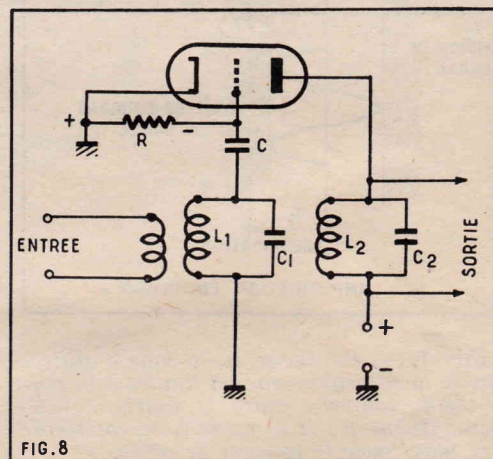


FIG. 8. — Ce montage équivaut encore à celui de la figure 6.

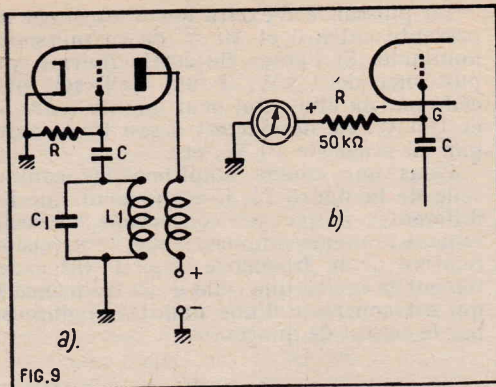


FIG. 9. — Un circuit générateur d'oscillations fonctionne généralement en classe C. On peut s'en rendre compte en mesurant l'intensité de courant qui traverse R (b). Il ne faut pas tenter de mesurer directement la tension continue au point G, en effet, on risquerait de faire « décrocher » les oscillations.

tirer le maximum de puissance d'un tube amplificateur donné. Les tubes d'émissions sont des engins fort coûteux et il serait absurde de ne tirer que quelques watts d'un tube pouvant fournir 50 kW, sous prétexte que le rendement est alors voisin de 100 %.

Les oscillateurs fonctionnent toujours en classe C

L'emploi de l'amplification en classe C est-il donc toujours réservé à l'émission ? Pas du tout. On peut même affirmer que, dans tout récepteur, il y a au moins un étage qui fonctionne en classe C. Cet étage et le tube fournissant les oscillations locales du changeur de fréquence.

En effet, le montage de base correspond à la figure 9, laquelle représente le même montage que les figures précédentes, à ce détail près que le circuit d'anode est couplé avec le circuit de grille.

Il en résulte qu'un étage oscillateur est un étage en classe C qui fournit sa propre excitation. Toutes les conditions exposées plus haut sont parfaitement respectées.

Ainsi, il y a un courant de grille. Il est bien facile de s'en assurer en branchant un microampèremètre (ou une boîte de contrôle) comme nous l'indiquons sur la figure 9 b. Pour éviter de perturber le fonctionnement, il faut brancher l'appareil du côté de la masse.

Nous pourrions ainsi déterminer, par exemple, que la valeur moyenne (c'est ce que mesure l'appareil à cadre) du courant de grille est de 200 μ A. Par une simple application de la loi d'ohm, nous en déduirons que la chute de tension dans la résistance R, de 50.000 Ω est de :

$$0,0002 \times [50.000] = 10 \text{ V.}$$

Dans les conditions d'alimentation du tube amplificateur, il nous sera facile de vérifier que la tension de coupure est, par exemple, de 4,5 V. En conséquence, avec une polarisation de 10 V aucun courant anodique ne devrait pouvoir circuler... Or, en plaçant un appareil de mesure dans le circuit d'anode nous observerons que l'intensité de courant est de plusieurs milliampères...

Il s'agit donc bien indiscutablement d'un fonctionnement en classe C, c'est d'ailleurs grâce à cela qu'on peut obtenir un fonctionnement très stable et que la fréquence produite peut être presque totalement indépendante des variations d'alimentation.

Les formes des courants de grille et d'anode.

Nous avons admis précédemment et en particulier sur la figure 3, que le courant d'anode affectait la forme d'une fraction

de sinusoïde. En réalité, on peut observer expérimentalement qu'il n'en est pas ainsi, même si la caractéristique du tube est droite.

On observe, par exemple, qu'au lieu de suivre la forme sinusoïdale, l'intensité d'anode est conforme à la figure 10 a. Elle prend sensiblement l'allure d'une impulsion presque rectangulaire.

Ce phénomène est facile à comprendre si l'on considère la forme de l'intensité de

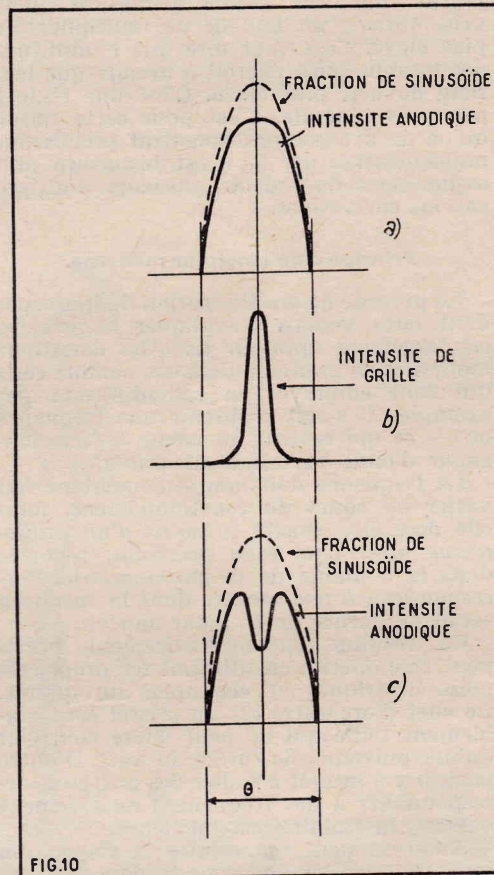


FIG. 10. — Forme d'onde : a) de l'intensité d'anode qui ne suit pas la forme sinusoïdale (en pointillé).

b) De l'intensité de grille ;
c) De l'intensité d'anode quand l'attaque de grille est de très grande amplitude.

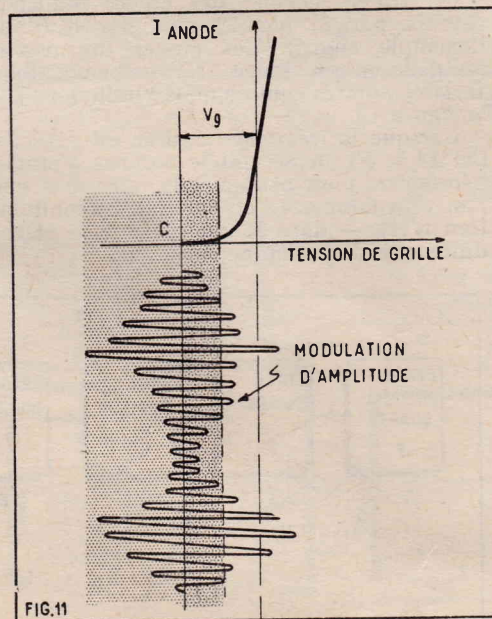


FIG. 11. — L'amplification en classe C ne peut convenir pour des courants à haute fréquence modulés en amplitude. Les « creux de la modulation ne seraient pas transmis ».

grille (fig. 10 b). Celle-ci est naturellement nulle au moment où apparaît le courant d'anode, elle s'amorce dès que la grille devient positive, puis croît de plus en plus. Il est évident que les électrons arrêtés au passage par la grille ne peuvent parvenir jusqu'à l'anode, ce qui contribue naturellement à une diminution de l'intensité d'anode. Cet effet est d'autant plus net qu'au moment de la crête de tension d'attaque se produit une plus grande chute de la tension instantanée d'anode. C'est évidemment à ce moment-là que se produit la chute de tension maximale dans la charge, c'est-à-dire dans le circuit accordé d'anode.

Enfin un phénomène supplémentaire peut encore provoquer un renforcement de cet effet si la tension de grille d'attaque atteint des valeurs très élevées. L'anode est alors le siège d'une émission d'électrons secondaire. Ceux-ci sont attirés vers la grille dont la tension instantanée peut être plus élevée que la tension instantanée d'anode. Il en résulte alors une baisse considérable du courant anodique.

Utilisation de l'amplification en classe C.

Nous avons expliqué plus haut que, pratiquement, tous les circuits oscillateurs fonctionnent en classe C. En dehors de cela, ce mode d'amplification est utilisé surtout dans les émetteurs. Il faut toutefois préciser qu'il ne peut pas convenir pour des émissions modulées en amplitude. Il suffit d'examiner la figure 2 pour voir que les « creux » de la modulation ne seraient pas reproduits, même si le circuit de charge était constitué par un ensemble résonnant.

Il faut donc, dans un émetteur à modulation d'amplitude, n'utiliser l'amplification en classe C que dans les étages précédant la modulation.

Au-delà, il est possible d'utiliser l'amplification en classe B qui prend alors, dans ce cas, le nom d'amplification linéaire. Le rendement en est nécessairement plus faible.

En revanche l'amplification en classe C convient parfaitement pour tous les étages, jusque et y compris l'étage de sortie quand il s'agit d'émissions faites en modulation de fréquence ou de phase. Dans les deux cas, en effet, l'amplitude demeure absolument constante (fig. 12). Cette possibilité constitue un avantage non négligeable de la modulation de fréquence par rapport à la modulation d'amplitude.

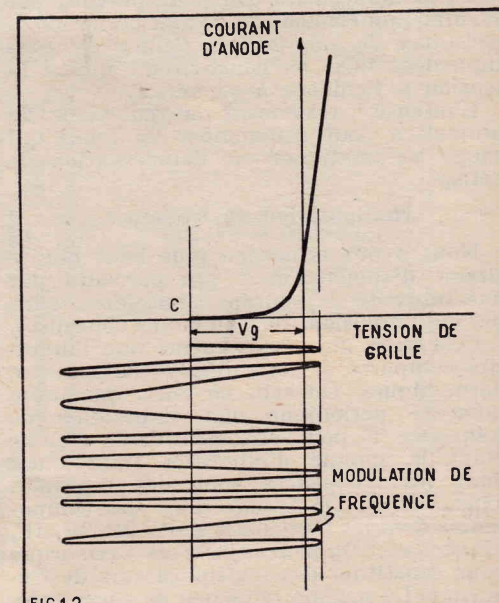


FIG. 12. — L'amplification en classe C convient parfaitement pour des courants modulés en fréquence ou en phase.

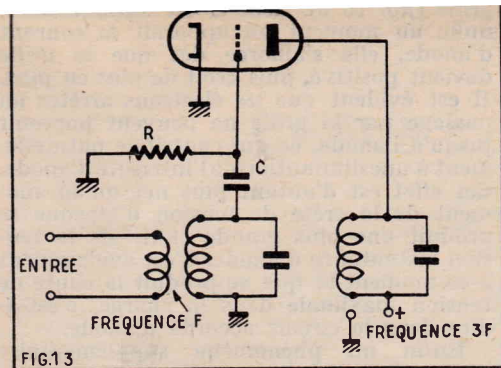


FIG. 13. — Dans un étage multiplicateur de fréquence, le circuit d'anode est accordé sur un multiple exact de la fréquence de la tension d'attaque.

Anomalies de fonctionnement.

La grille, recevant de très grandes pointes de tension positives est ainsi frappée par des électrons à grande vitesse. Elle peut être alors le siège d'une émission secondaire d'électrons. Ceux-ci peuvent donner lieu à un courant inverse de grille pour peu qu'un champ électrique convenable existe au voisinage de l'électrode.

Ainsi le courant moyen de grille est la différence entre deux intensités de signe contraire constituées, d'une part, par les électrons primaires et, d'autre part, par les électrons secondaires. C'est cette intensité moyenne que révélera un appareil de mesure introduit dans le circuit.

Or, il peut se produire que, malgré que ce courant soit faible, la dissipation de grille soit excessive. En effet : elle reçoit des électrons primaires à très grande vitesse alors qu'elle libère des électrons secondaires à faible vitesse. Même si les quantités d'électricité reçues et cédées par seconde sont égales, il n'en résulte pas moins que la grille doit alors dissiper une très grande énergie.

Si le facteur de multiplication secondaire est supérieur à 1, il se peut même que le courant moyen de grille soit inversé.

Dans ces conditions, si la polarisation est obtenue par l'intermédiaire du courant de grille, il est clair que l'électrode est portée à une tension positive. Ce fonctionnement particulier peut être fort dangereux pour le tube électronique.

Notons qu'il est facile de prendre des mesures de sécurité. On peut prévoir, par exemple, un élément diode aux bornes de la résistance de polarisation. Celle-ci est pratiquement mise en court-circuit quand la tension a tendance à s'inverser.

L'intensité traversant le redresseur de protection peut commander un relais qui coupe automatiquement l'alimentation de l'étage.

Multiplication de fréquence.

Nous avons remarqué plus haut que le circuit d'anode n'était pas parcouru par une intensité de courant sinusoïdale, mais par des impulsions plus ou moins déformées.

Cela veut dire évidemment que l'intensité comporte de nombreuses composantes harmoniques. On sait, en effet, que toute intensité périodique non sinusoïdale de fréquence F peut être considérée comme étant la somme d'intensités sinusoïdales dont les fréquences sont des multiples exacts de F . On trouve donc des composantes dont les fréquences sont : $2F, 3F, 4F, 5F, \dots$, etc. On peut utiliser cette remarque pour constituer des multiplicateurs de fréquence. Le schéma est, à peu de chose près, celui d'un étage en classe C, à cette différence près que le circuit d'anode est accordé sur un multiple de la fréquence du circuit de grille. Ainsi, le schéma de la figure 13

représente un étage tripleur de fréquence. Il va sans dire que l'amplification en puissance ainsi obtenue est moins importante que s'il s'agissait d'un étage simple. Le rendement est moins bon. On cherche les meilleures conditions de fonctionnement en agissant sur l'angle θ , c'est-à-dire en réglant convenablement l'amplitude de la tension d'attaque et la grandeur de la polarisation de grille.

Le rendement devient de moins en moins grand ainsi que la puissance utile que peut fournir un tube donné à mesure qu'on veut obtenir un facteur de multiplication plus élevé. Cela veut dire que l'amplitude des harmoniques décroît à mesure que leur rang devient plus élevé. C'est une règle à peu près générale. C'est pour cette raison qu'on ne dépasse pratiquement jamais une multiplication par 5. Il est beaucoup plus avantageux de prévoir plusieurs multiplications successives.

Principe d'un émetteur moderne.

Le procédé de multiplication de fréquence dont nous venons d'expliquer le principe est largement appliqué dans les émetteurs modernes de grande puissance, comme ceux qui sont employés en radiodiffusion par exemple. Il s'agit d'obtenir une fréquence ou — ce qui revient au même — une longueur d'onde parfaitement stable.

La fréquence doit non seulement ne pas varier au cours du fonctionnement, mais elle doit être exacte à *moins d'un millionième près*. Une telle précision, reportée dans le domaine de la chronométrie, correspondrait à une montre dont la variation serait de l'ordre de 15 s par année...

Ce résultat extraordinairement précis peut être obtenu en utilisant les propriétés piézo-électriques et élastiques du quartz. Le chef d'orchestre est un cristal convenablement taillé qui ne peut guère contrôler qu'une puissance de l'ordre du watt. D'autre part, il y a intérêt à tailler des cristaux correspondants à des fréquences relativement basses : la stabilité est meilleure.

— Aussi on peut représenter la disposition schématique d'un émetteur moderne comme sur la figure 14.

L'étage piloté par quartz est réglé sur la fréquence F . Il est suivi d'un étage séparateur donnant une très faible gain, mais évitant le retour des courants de haute fréquence vers le quartz (ce qui pourrait l'endommager).

On trouve ensuite des étages multiplicateurs par 3, par 2, puis par 3 (dans l'exemple choisi). Ces étages fournissent un gain en puissance relativement faible. Ils sont montés comme nous l'indiquons sur la figure 13.

Lorsque la fréquence désirée est atteinte (ici $18 \times F$) on prévoit le nombre d'étages nécessaires pour atteindre la puissance que l'on veut donner à l'étage final. La modulation n'est — dans le cas présent — introduite que dans l'étage de sortie.

La puissance d'excitation d'un étage représente entre 6 et 10 % de sa puissance nominale. Si l'étage de sortie fournit une puissance de 1 kW, il faut qu'il soit précédé par un étage qui peut donner entre 50 et 100 W. Ce dernier est à son tour excité par un étage de 10 W, etc.

Dans une chaîne amplificatrice comme celle de la figure 14, il est évident que les différentes fréquences conservent nécessairement le même rapport. Ainsi, la précision relative de la fréquence $18 \times F$ est exactement la même que celle de la fréquence F qui est contrôlée d'une manière rigoureuse par le cristal de quartz.

L'amplificateur classe C en modulation de fréquence.

Nous avons reconnu plus haut que l'amplification en classe C peut parfaitement convenir pour les courants modulés en fréquence ou en phase.

Il en résulte que le schéma d'un émetteur en modulation de fréquence est tout à fait différent de celui d'un émetteur à modulation d'amplitude. En effet, la modulation est introduire dès le début et avec une très faible déviation de fréquence. On ne pourrait absolument pas obtenir du premier coup, les déviations de ± 75 kHz qui caractérisent les émissions de radiodiffusion. Pour que la déviation soit parfaitement linéaire, il faut nécessairement qu'elle soit faible.

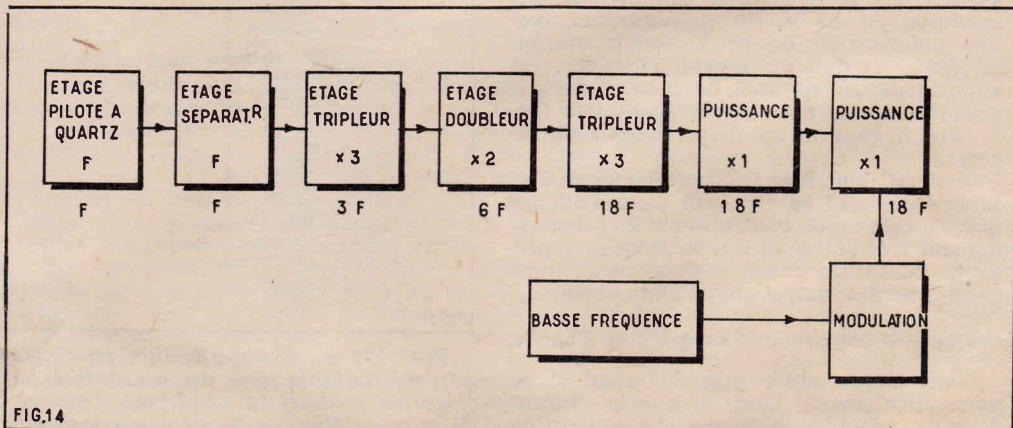
On fait donc subir une faible déviation à une fréquence de départ qui est beaucoup plus petite que celle qu'on veut finalement obtenir. Après quoi, on fait subir un très grand nombre de multiplications successives. Les coefficients de multiplication total peut être de plusieurs centaines.

Si ce coefficient est, par exemple, de 200, il est certain qu'une déviation de fréquence finale de 75 kHz ne correspondra plus, au départ, qu'à une déviation de $75.000/200$ ou 375 Hz, ce qui est relativement facile à obtenir...

Dans la modulation de fréquence il n'y a pas d'onde porteuse, il y a une fréquence centrale. L'amplitude de la composante correspondante varie constamment. Mais sa fréquence doit demeurer rigoureusement constante. C'est absolument essentiel si l'on veut obtenir une transmission à haute fidélité musicale. Le procédé dont nous venons d'esquisser le principe permet précisément de stabiliser cette fréquence au moyen d'un oscillateur piloté par quartz...

On peut d'ailleurs considérer qu'il est pour le moins curieux de stabiliser rigoureusement une fréquence dans un procédé où il s'agit précisément de faire varier cette... fréquence. La technique présente parfois de ces paradoxes étonnants.

FIG. 14. — Disposition schématique des circuits d'un émetteur à modulation d'amplitude.



PETITS MONTAGES A TRANSISTORS (1)

Par Jean ARMAND

Amplificateur pour interphone.

Dans notre précédent article nous avons commencé la description d'un amplificateur pour interphone utilisant du matériel français donc plus facile à construire par des techniciens.

Il utilise les transistors Thomson 2N191 ou 2N323, 2N188 ou 2N320 et 44T1 avec deux haut-parleurs dont la bobine mobile a une impédance de 50 Ω. Il nous reste maintenant à indiquer les dispositifs de commutation et ceux d'alimentation.

Revenons au schéma de la figure 4 de notre précédent article dont nous reproduisons sur notre figure 1, les parties d'entrée et de sortie qui nous intéressent pour établir les circuits de commutation propres au montage interphone.

Le principe de la communication entre deux correspondants est basé sur l'emploi alterné de chaque haut-parleur, comme microphone ou haut-parleur.

Supposons que le correspondant C₁ se trouve près du haut-parleur HP1 et que le correspondant C₂ est situé près du haut-parleur HP2.

Lorsque C₁ parle et C₂ écoute il faut que HP1 soit monté en microphone et HP2 en haut-parleur ce qui correspond aux liaisons 1-3, 2-4, 5-7 et 6-8. Par contre, lorsque C₁ écoute et C₂ parle, il faut établir les liaisons 1-5, 2-6, 3-7 et 4-8.

Un examen attentif du schéma permet une simplification en reliant définitivement à la masse les points 2, 4, 6 et 8.

Il ne reste plus qu'à commuter les points restants conformément au schéma de la figure 2. Sur ce schéma on a indiqué le commutateur et les câbles de liaison.

On a supposé que l'amplificateur est monté dans un coffret sur lequel se trouve HP1 et le commutateur qui sera par conséquent à la portée du correspondant principal C₁.

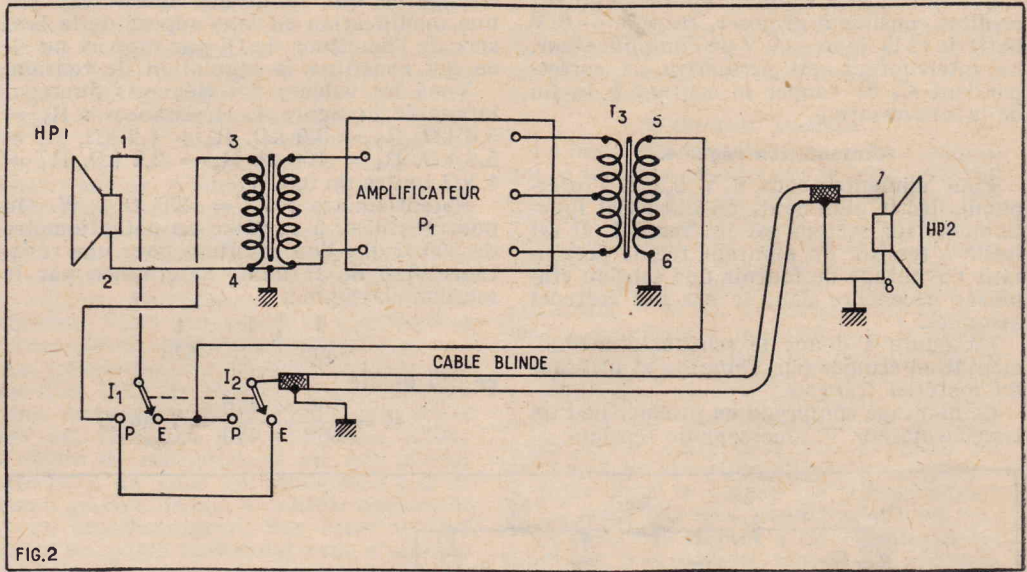


FIG. 2

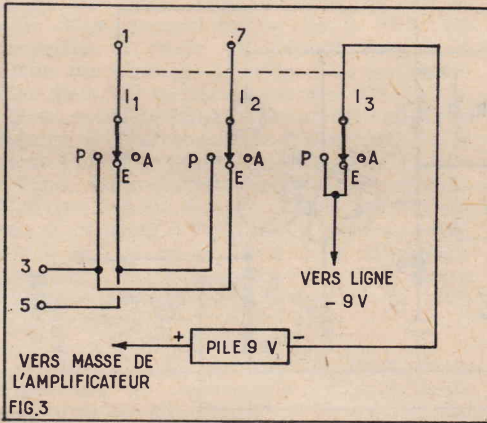


FIG. 3

Il suffira donc de prévoir sur le commutateur une troisième position « arrêt » qui coupera le contact avec la pile. Nous donnons à la figure 3, le schéma modifié comportant un troisième pôle I₃ conjugué avec I₁ et I₂.

En position P (parole) et E (écoute) I₃

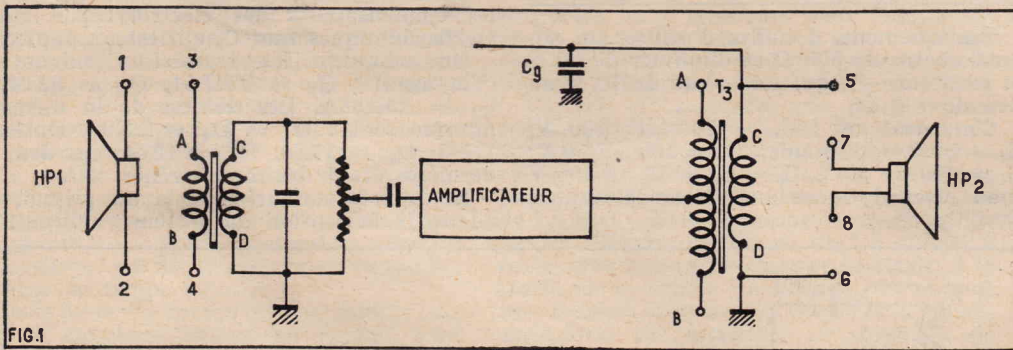


FIG. 4

Comme HP2 est à une certaine distance ne devant pas dépasser 50 m, il est nécessaire de le relier au poste principal avec un câble blindé dont la gaine extérieure servira de conducteur de masse que l'on reliera à la terre aux deux extrémités.

Le fil intérieur du câble, relié au point 7 de HP2 sera relié à son autre extrémité au pôle commun de I₃.

On voit qu'en position E (écoute) HP1 est relié à l'entrée de l'amplificateur et HP2 à la sortie, ce qui permet au correspondant C₁ de parler et à C₂ d'écouter.

Lorsque C₁, qui a seul l'initiative de la conversation, veut passer à l'écoute, il

tourne le bouton du commutateur I₁-I₂ vers la position E et, dans ce cas, HP1 est branché à la sortie de l'amplificateur tandis que HP2 est à l'entrée, d'où possibilité pour le correspondant C₂ de parler.

Pour l'alimentation seul le problème de la consommation se pose dans le cas d'un emploi intensif.

La tension d'alimentation est de 9 V et l'appareil, consomme 3 W au maximum puissance correspondant à $3/9 = 0,33$ A environ.

Si les conversations sont de courte durée et pas trop fréquentes, une pile type ménage peut convenir très bien, mais il sera inutile de la laisser en circuit pendant le repos de l'appareil.

(1) Voir les n° 158 et suivants de *Radio-Plans*.

ELECTRONIQUE MATHS

POLYTECHNIQUES DE FRANCE

ENCORE de NOUVEAUX COURS ET TOUJOURS dans la tradition des Méthodes **Fred KLINGER**

COURS COMPLET DE **TÉLÉVISION 61**

Essentiellement pratique et vraiment complet de A à Z, partant de l'électricité et de l'électronique moderne, traitant déjà des tubes cathodiques à 114°-UHF-2° chaîne, lampes 183, etc...

COURS PRATIQUE DE **TÉLÉVISION PROFESSIONNELLE**

Pour ceux qui ont déjà des connaissances en électricité et en radio, qui travaillent déjà dans la corporation.

67, boulevard de Clichy, PARIS (9^e).

NOTRE COURS COMPLET-AGENT TECHNIQUE

NOTRE COURS SPÉCIAL « MATHS » RADIO

NOTRE COURS PRATIQUE-TECHNICIEN RADIO

NOTRE COURS DE MONTEUR-CABLEUR

NOTRE COURS DE RÉGLEUR ALIGNEUR

12 FORMULES DE PAIEMENT à votre convenance

Nouvelle documentation N° 171, y compris « **TÉLÉVISION** » sur simple demande.

COURS PRATIQUE de TRANSISTORS (voir page 28)

et I_2 effectuent les mêmes branchements que dans le montage de la figure précédente tandis que I_3 branche le pôle négatif de la pile de 9 V à la ligne - 9 V de l'amplificateur permettant à celui-ci de fonctionner.

En position A (arrêt) le commutateur I_3 débranche le négatif de la pile de la ligne - 9 V ce qui coupe l'alimentation. C'est la position de repos.

Un moyen plus simple d'obtenir le même résultat consiste à disposer, entre le - 9 V batterie et la ligne - 9 V de l'amplificateur, un interrupteur qui permettra au correspondant C_1 de couper le courant à la fin de la conversation.

Alimentation régulée.

Pour alimenter sous 9 V 0,3 A l'interphone décrit plus haut, un dispositif fonctionnant sur secteur est intéressant. Il est facile à réaliser un montage régulé présentant l'avantage de fournir une tension stabilisée nécessaire dans le cas des secteurs instables.

La figure 4 donne le schéma d'une alimentation étudiée par Thomson et utilisant du matériel français.

Ce montage comprend en premier lieu un transformateur T_1 abaisseur de tension.

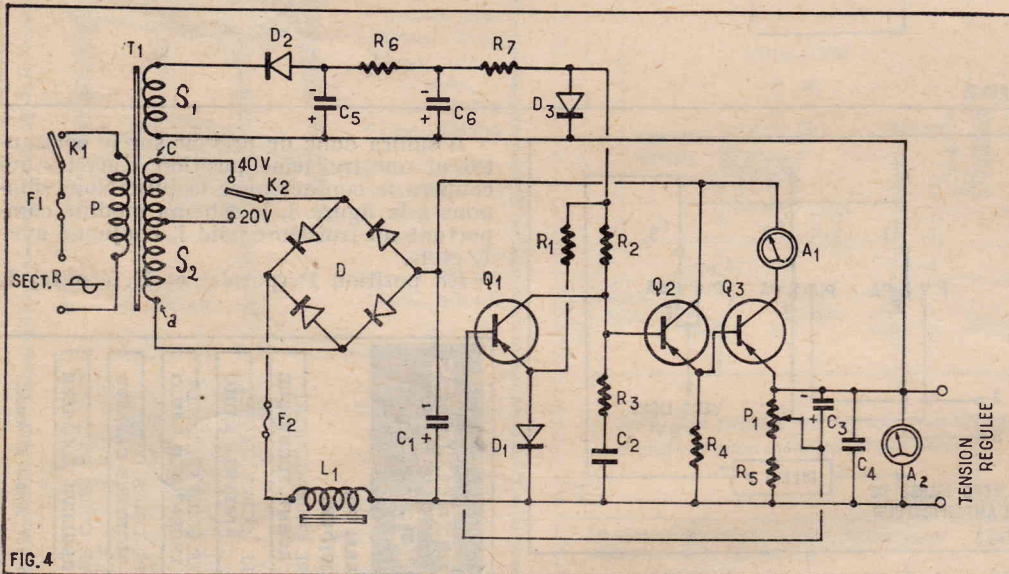


FIG. 4

Le primaire P est prévu pour la tension nominale du secteur sur lequel on branchera le régulateur. Pratiquement, il est préférable d'adopter la valeur moyenne entre le maximum et le minimum de tension alternative du secteur considéré.

Si le maximum est 140 V et le minimum, 115 V, la moyenne est $E = 0,5 (140 + 115) = 0,5 (255) = 127,5$ V, pratiquement 125 ou 130 V.

Il vaut encore mieux de prévoir un primaire à plusieurs prises permettant de trouver celle qui donnera les meilleurs résultats. Dans le circuit primaire on a monté le fusible F_1 et l'interrupteur K_1 .

T_1 possède deux secondaires, l'un S_1 de 40 V et le second, S_2 de 20 + 20 V. Le système redresseur à 4 diodes D pourra être alimenté sur 20 ou sur 40 V selon la position du commutateur K_2 .

Nous sommes donc en présence de deux redresseurs, l'un redressant les 40 V de S_1 à l'aide D_2 suivie du système de filtrage C_5 , C_6 , R_6 , R_7 et l'autre redressant les 20 ou 40 V de S_2 avec le pont à quatre diodes, le condensateur de filtrage C_1 et la bobine L_1 . Un fusible F_2 est disposé dans le fil positif du redresseur en pont et protège celui-ci.

L'alimentation à diode D_2 fournit le courant du circuit collecteur de P_1 et celui de base de Q_2 tandis que Q_2 et Q_3 sont alimentés par le redresseur à quatre diodes en pont.

Cette alimentation est en série avec Q_3 , le transistor final régulateur. On voit, en effet, que la base de Q_1 est reliée au curseur du potentiomètre P_1 .

Toute modification de la tension à ce curseur modifie celle de la base du premier transistor.

L'amplificateur à trois transistors à courant continu (liaisons directes collecteur à base et émetteur à base) amplifie cette différence ce qui se traduit finalement par une modification en sens opposé de la tension de l'émetteur de Q_3 par rapport au + ce qui constitue la régulation de tension.

Voici les valeurs des éléments du régulateur de la figure 4. Résistances : $R_1 = 5,6$ k Ω , $R_2 = 3,9$ k Ω , $R_3 = 1,2$ k Ω , $R_4 = 5,6$ k Ω , $R_5 = 100$ Ω , $R_6 = 2,2$ k Ω , $R_7 = 1$ k Ω toutes de 0,5 W.

Potentiomètre : $P_1 = 470$ Ω 1 W. On pourra utiliser à sa place un potentiomètre de 500 Ω que l'on shuntera pour une résistance fixe de R ohms déterminée par la relation classique :

$$\frac{1}{500} + \frac{1}{R} = \frac{1}{470}$$

ce qui donne :

$$R = \frac{500 \times 470}{500 - 470} = 7.800 \Omega$$

Les transistors sont : $Q_1 = 2N43$, $Q_2 = 44T1$, $Q_3 = THP47$ fabriqués par Thomson.

Les diodes sont : D = 4 diodes constituant l'ensemble redresseur en pont D FB1 AB1, $D_1 = 13Z4$, $D_2 = 15P2$, $D_3 = 16Z4$, toutes de marque Thomson. Les diodes 13Z4 et 16Z4 sont des diodes zener.

Il est absolument déconseillé de recourir à des semi-conducteurs autres que ceux indiqués même « équivalents ».

Ce régulateur est utilisable dans toutes applications. Il fournit une alimentation de 6 à 25 V avec un courant de 0 à 300 mA.

Les instruments de mesure permettent de déterminer le courant du collecteur de Q_3 et la tension aux bornes de sortie. A_1 est un milliampèremètre gradué de 0 à 300 mA (ou plus) et A_2 un voltmètre gradué de 0 à 30 V.

Il est recommandé que ces indicateurs soient branchés en permanence et qu'ils soient incorporés dans le montage du régulateur. Noter que tout réglage de cet appareil n'est valable que si l'« utilisation » c'est-à-dire l'appareil à alimenter est connectée à la sortie car son fonctionnement dépend directement de la résistance de cette « utilisation ».

Lorsque la tension de sortie est inférieure à 15 V on placera, généralement, K_2 en position 20 V.

Pour les secondaires S_1 et S_2 de 40 V, le courant alternatif prévu sera de 0,6 A environ.

Le primaire sera établi pour 0,6 A également. On utilisera une bobine de filtrage de 5 à 10 H, 60 mA.

Autre alimentation régulée.

Egalement de conception Thomson, nous décrivons l'alimentation régulée plus simple de la figure 5. Elle ne fournit que 6,4 à 9,6 V sous 0,1 A et peut convenir pour de très petits récepteurs à transistors et autres montages à faible consommation dont la puissance alimentation ne dépasse pas 1 W.

Les valeurs des éléments sont : $R_1 = 680$ Ω , $R_2 = 150$ Ω , $R_3 = 5$ Ω , $R_4 = 150$ Ω , $P_1 = 1.600$ Ω (ou 1.500 Ω en série avec une résistance de 100 Ω). $P_2 = 50$ Ω . Ces deux potentiomètres doivent être des modèles bobinés ; $C_1 = 2.000$ pF, 50 V, $C_2 = 500$ μ F 20 V, $C_3 = 100$ μ F 50 V, $C_4 = 100$ μ F 50 V, $C_5 = 0,25$ μ F.

Toutes les résistances sont de 0,5 W, les condensateurs des électrolytiques ou électrochimiques sauf C_5 qui est au papier.

On adoptera les transistors suivants (Thomson) : $Q_1 = THP51$, $Q_2 = 82T1$, $Q_3 = 2N188A$. Les diodes, de la même marque sont : $D_1 = D_2 = 1N92$, $D_3 = 1N93$, $D_4 = 17Z4$, $D_5 = 12Z4$, ces deux dernières étant des diodes zener.

Le transformateur possède un primaire adapté à la tension du secteur alternatif

Pratiquement, il suffira d'utiliser un potentiomètre de 500 Ω et diminuer de 30 Ω la résistance R_5 qui sera alors de 70 Ω au lieu de 100 Ω .

Condensateurs : $C_1 = 200$ μ F, 100 V, $C_2 = 50.000$ pF, papier, $C_3 = 100$ μ F 50 V, $C_4 = 100$ μ F 50 V, $C_5 = C_6 = 50$ μ F 100 V tous électrolytiques ou électrochimiques, sauf C_2 .

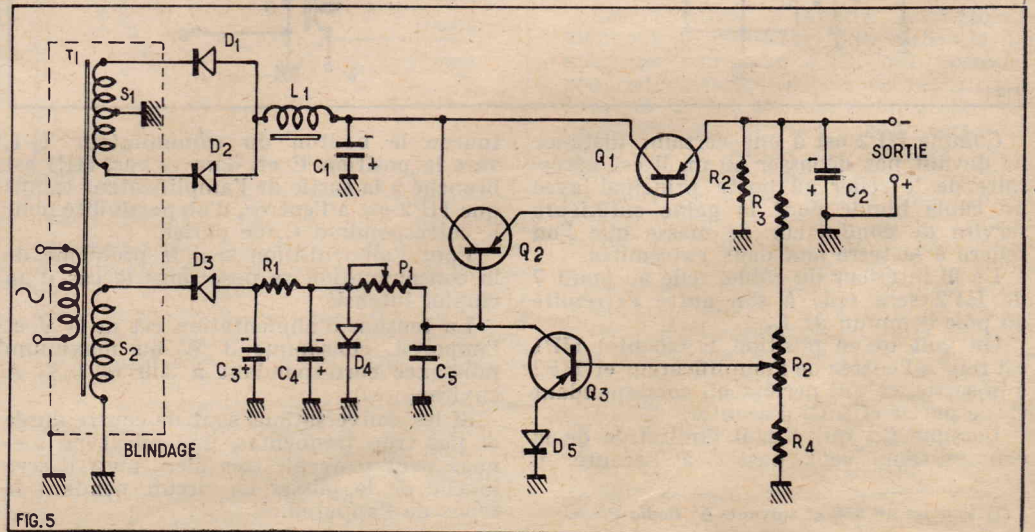


FIG. 5

dont on dispose, un secondaire à prise médiane S_1 , de 32 V (16 + 16 V) un secondaire S_2 , de 25 V. Des secondaires de 200 mA donneront de bons résultats.

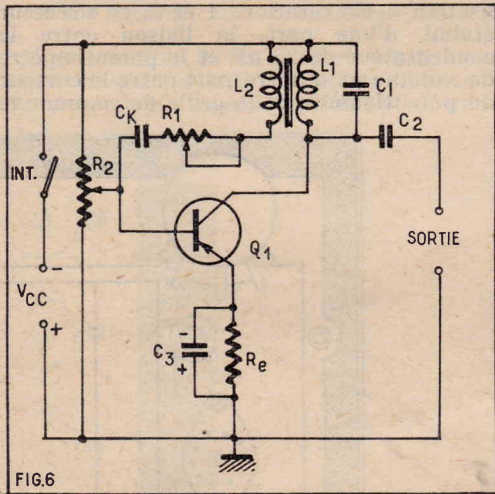
La bobine L_1 aura une self-induction de 5 à 10 H, 200 mA. Pour régler ce montage, l'« utilisation » devra être branchée et un voltmètre sera connecté également aux bornes de sortie afin de vérifier la tension obtenue.

Pour se familiariser avec ce montage on pourra remplacer l'« utilisation » par une résistance équivalente qui se calculera à l'aide de la loi d'ohm :

$$E = \frac{R}{I}$$

avec R en ohms, E en volts et I en ampères. Si, par exemple, l'appareil à alimenter doit consommer 0,1 A sous 9 V la valeur de R est $9/0,1 = 90 \Omega$ et ce sera une résistance de 0,9 W, pratiquement 1 W ou même 2 W par mesure de sécurité. Une résistance bobinée est recommandée.

Nous allons décrire maintenant quelques oscillateurs BF à transistors simples et faciles à réaliser, utilisant du matériel français de La Radiotechnique.



Oscillateur BF simple.

Ce montage est réalisable d'après le schéma de la figure 6. Il est inspiré de son homologue à lampe dans lequel le couplage s'effectue entre les bobines de grille et de plaque. Avec un transistor on trouve une bobine L_1 accordée par C_1 dans le circuit de collecteur. La bobine d'entretien des oscillations est L_2 dans le circuit de base. Il y a deux réglages. R_2 règle la tension appliquée à la base, ce potentiomètre étant monté entre le + et le - de la batterie de 6 V. Le second réglage R_1 modifie l'impédance du circuit de base composée de C_k , R_1 et L_2 .

L'oscillateur est à émetteur commun, l'émetteur étant polarisé par R_e shuntée par C_3 .

Le signal de sortie est prélevé entre masse et le collecteur avec C_2 comme isolateur. Pour obtenir l'oscillation correcte permettant au signal de prendre une forme sinusoïdale il suffit de rechercher la meilleure rétroaction en réglant R_1 , on effectuera ce réglage en examinant la tension de sortie à l'aide d'un oscilloscope cathodique.

On réalisera le branchement de cet appareil de mesure de la manière suivante : la sortie de l'oscillateur sera reliée aux bornes « entrée amplificateur vertical » de l'oscilloscope. La synchronisation de l'oscilloscope sera en position « synchro intérieure » ce qui aura pour effet de synchroniser la base de temps par le signal étudié.

La base de temps sera réglée sur une fréquence f_b 3 à 5 fois plus faible que la fréquence f_o de l'oscillateur de façon que

l'on obtienne sur l'écran un oscillogramme à plusieurs branches de sinusoïde.

Pour l'examen de ces branches on portera son attention sur les sommets surtout. Ils devront avoir la forme caractéristique, ni trop pointus ni trop arrondis et les deux alternances devront être symétriques.

Voici les valeurs des éléments de l'oscillateur sinusoïdal de la figure 4, réalisé par La Radiotechnique et oscillant sur 1.000 Hz environ : $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 200 \Omega$, R_4 et R_5 sont des potentiomètres. $C_1 = 27.500 \text{ pF}$, $C_2 = 50.000 \text{ pF}$ papier, $C_3 = 10 \mu\text{F}$ 6 V électrochimique, $C_k = 50.000 \text{ pF}$ papier.

On utilisera obligatoirement le transistor Radiotechnique OC76 ou OC74 ou encore le OC80.

Pour la réalisation du transformateur (effectuée par un spécialiste) on utilisera un noyau ferroxcube E 12,7 — 6,6/3,3 — FXC3A (Transco) sur lequel on bobinera d'abord L_1 et ensuite L_2 .

L_2 : 200 spires fil 0,1 mm cuivre émaillé.

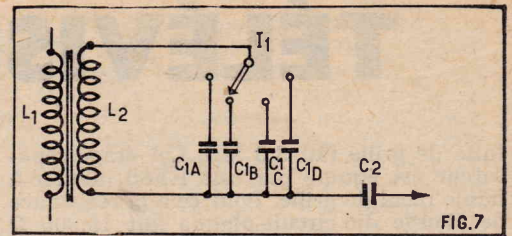
Pour répondre d'avance aux demandes de modifications de ce montage, voici ce qui est possible d'essayer sans risque d'endommager le matériel et avec quelques chances de succès :

1° Modification de la fréquence d'oscillation. Il est évident que celle-ci dépend du circuit accordé $L_1 C_1$, mais comme le rapport du nombre des spires de L_1 et L_2 doit être conservé pour que l'oscillation s'effectue dans de bonnes conditions au point de vue du fonctionnement du transistor et de la forme du signal, on ne peut pas modifier L_1 sans modifier aussi L_2 ce qui est compliqué.

On pourra essayer plusieurs valeurs de C_1 autres que 27.500 pF correspondant à $f = 1.000 \text{ Hz}$.

En raison de la faible valeur des capacités parasites devant 27.500 pF, on peut considérer que C_1 constitue à peu de chose près la capacité d'accord pour 1.000 Hz.

Pour d'autres fréquences il suffira de modifier C_1 suivant la loi déduite de la formule de Thomson appliquée à deux fréquences, l'une $f = 1.000 \text{ Hz}$ et l'autre f_o .



On aura :

$$1.000 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_o}}$$

C_o étant la capacité correspondant à f_o .

En divisant membre par membre et en élevant au carré on trouve :

$$\frac{1.000.000}{f_o^2} = \frac{C_o}{C_1}$$

$$\text{d'où } C_o = \frac{1.000.000 C_1}{f_o^2}$$

Ainsi, si $f_o = 500 \text{ Hz}$, $f_o^2 = 250.000$ et $C_o = 4 C_1$, c'est-à-dire 110.000 pF.

Si, au contraire, on désire obtenir un signal à fréquence plus élevée, par exemple $f_o = 2.000 \text{ Hz}$, deux fois la valeur actuelle, la capacité C_1 sera 4 fois plus petite que 27.500 pF.

En général, des oscillateurs sinusoïdaux réalisés avec un transformateur et d'après le montage de la figure 6, sont prévus pour une seule fréquence mais dans une gamme peu étendue de part et d'autre de 1.000 Hz il est possible d'obtenir encore des signaux corrects ;

2° Commutation. On peut, après avoir réussi à obtenir des signaux de fréquences voisines de 1.000 Hz, disposer un commutateur à plusieurs positions mettant en circuit des capacités C_1 de diverses valeurs. La figure 7 montre comment monter ce commutateur avec 4 capacités par exemple : C_{1A} , C_{1B} , C_{1C} et C_{1D} .

Générateur sinusoïdal RC

Il est peu commode de se procurer un bobinage spécial aussi il est possible de supprimer tout bobinage dans l'oscillateur RC de la figure 8 ne comportant, comme son nom l'indique, que des résistances et des capacités.

Ceux qui sont au courant des montages RC oscillateurs à lampes reconnaîtront immédiatement la ligne de réaction composée d'un élément RC série (R_9 et C_3) et un élément RC parallèle (R_{11} et C_2) organes essentiels de montage.

Ce générateur à deux transistors est un amplificateur à deux étages avec une ligne de réaction donnant un taux de réaction supérieur à 1.

Comme l'amplificateur possède deux étages, son gain de courant sera suffisamment élevé pour compenser l'atténuation introduite par la ligne de réaction à éléments RC.

Un calcul que nous ne reproduisons pas ici montre que le gain de courant de l'amplificateur doit être supérieur à 4,8 fois.

Avec les valeurs des éléments que nous donnerons plus loin on obtient un signal à 2,5 kHz.

Outre la réaction, ce montage comporte des dispositifs de contre-réaction par R_8 et R_3 cette dernière n'étant découplée que partiellement.

La tension de sortie peut être prélevée aux bornes de R_7 , ou de R_8 , c'est-à-dire à la sortie par collecteur ou par émetteur du transistor Q_2 . Ces deux sorties sont indiquées sur le schéma.

Les valeurs des éléments de cet oscillateur sont :

$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

$C_1 = 1 \mu\text{F}$, $C_2 = 10.000 \text{ pF}$, $C_3 = 10.000 \text{ pF}$, $C_4 = 8 \mu\text{F}$, $C_5 = C_6 = 0,1 \mu\text{F}$, tous au papier sauf C_4 .

$Q_1 = Q_2 = \text{OC71 ou OC75}$. Ce montage étudié par La Radiotechnique doit utiliser les transistors indiqués plus haut de cette marque.

(Suite page 49.)

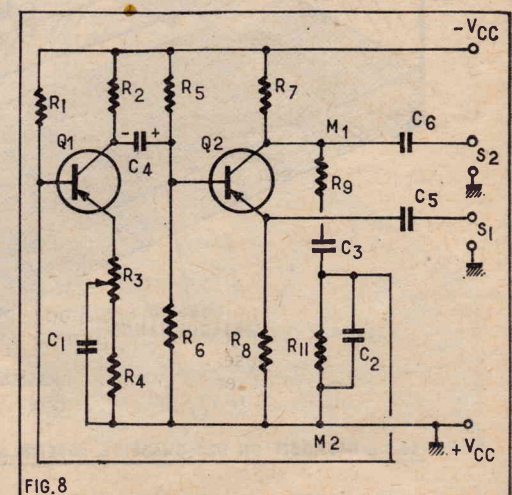


FIG. 8

TÉLÉVISEUR MULTICANAL

(Voir le début sur la planche dépliant.)

fuite de grille fait $3,3 \text{ M}\Omega$. Cet étage séparateur est équipé par une EF80 montée à faible recul de grille. Pour cela la résistance de charge du circuit-plaque fait 15.000Ω et l'écran est porté à une tension de 60 V par un pont de résistances (7.000Ω côté + HT et 15.000Ω côté masse). Ce pont est découplé par un condensateur de $50 \mu\text{F}$ doublé par un $4,7 \text{ nF}$. Les tops recueillis dans le circuit-plaque sont écrétés à l'aide d'une diode. Étant donné que la cathode de cette diode est au potentiel positif de la plaque EF80 un pont formé d'une 100.000Ω côté + HT et d'une 150.000Ω côté masse est prévu pour obtenir une polarisation normale. Le pont est découplé par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$.

La chaîne « son ».

Voyons maintenant la partie de la chaîne « son » contenue sur la platine précablée. Le signal FI son est prélevé après la première self du filtre de bande de liaison entre la mélangeuse 6U8 et la EF85 de la chaîne image. Il est transmis à la grille de commande de la première lampe FI de la chaîne « son » (une EF80) par un circuit de liaison formé de deux condensateurs : un de $1,5 \text{ pF}$ et un de 15 pF , une self accordé par un condensateur de $6,8 \text{ pF}$ et une résistance de fuite de 330.000Ω .

Le circuit cathode de cette lampe contient une résistance de 82Ω , une de 150Ω découplée par $2,2 \text{ nF}$ et une résistance de 100.000Ω allant à la ligne HT. Au point

de jonction des résistances de 150 et 100.000Ω est branché le commun d'une section du « sélecteur d'utilisation ». En position 1 et 2, ce sélecteur met la résistance de 150Ω à la masse. La polarisation est alors procurée par cette résistance et la 82Ω et par conséquent a une valeur fixe. En position 3 qui correspond à un plot libre la cathode est portée par la 100.000Ω à un potentiel élevé qui bloque la lampe et supprime la réception. En position 4, elle met en service un potentiomètre de 10.000Ω contenu dans le boîtier télécommande, potentiomètre qui permet le réglage de la polarisation et agit sur la sensibilité de la chaîne « son ». Ce potentiomètre sera utilisé dans ce cas pour le réglage du volume sonore.

La liaison entre la plaque de la EF80 du premier étage et la grille de commande de celle qui équipe le second étage FI se fait par un transformateur. Un autre transformateur sert à la liaison entre la plaque de cette seconde EF80 et le détecteur. Dans les circuits-plaque et écran de chaque EF80 on a prévu une cellule de découplage formée d'une résistance de 2.200Ω et d'un condensateur de $2,2 \text{ nF}$. Le secondaire du transfo entre les étages est amorti par une résistance de 4.700Ω .

La détection est obtenue par une diode 1N48. La charge du circuit détecteur est

constituée par une résistance de 100.000Ω et une de 22.000Ω en série le tout shunté par 220 pF . Ce détecteur fournit également la tension VCA qui est appliquée à la base de la résistance de fuite du premier étage FI et au circuit grille du second étage par une résistance de 330.000Ω découplée par $2,2 \text{ nF}$. Ce circuit VCA contient une cellule de constante de temps dont les éléments sont une résistance de $1 \text{ M}\Omega$ et un condensateur de 50 nF . La ligne HT de cette partie de la chaîne « son » contient une cellule de découplage formée d'une résistance de 220Ω et un condensateur de 1 nF .

L'amplificateur BF.

Avec cet amplificateur débute la partie du téléviseur que vous aurez à câbler. La liaison entre l'étage détecteur et l'entrée de l'amplificateur BF se fait par un condensateur de 20 nF . Cette entrée est constituée par le potentiomètre de volume de $1 \text{ M}\Omega$ et deux sections du « sélecteur d'utilisation ». En positions 1 et 2, ce sélecteur établit d'une part, la liaison entre le condensateur de 20 nF et le potentiomètre de volume et d'autre part entre le curseur du potentiomètre et la grille de commande

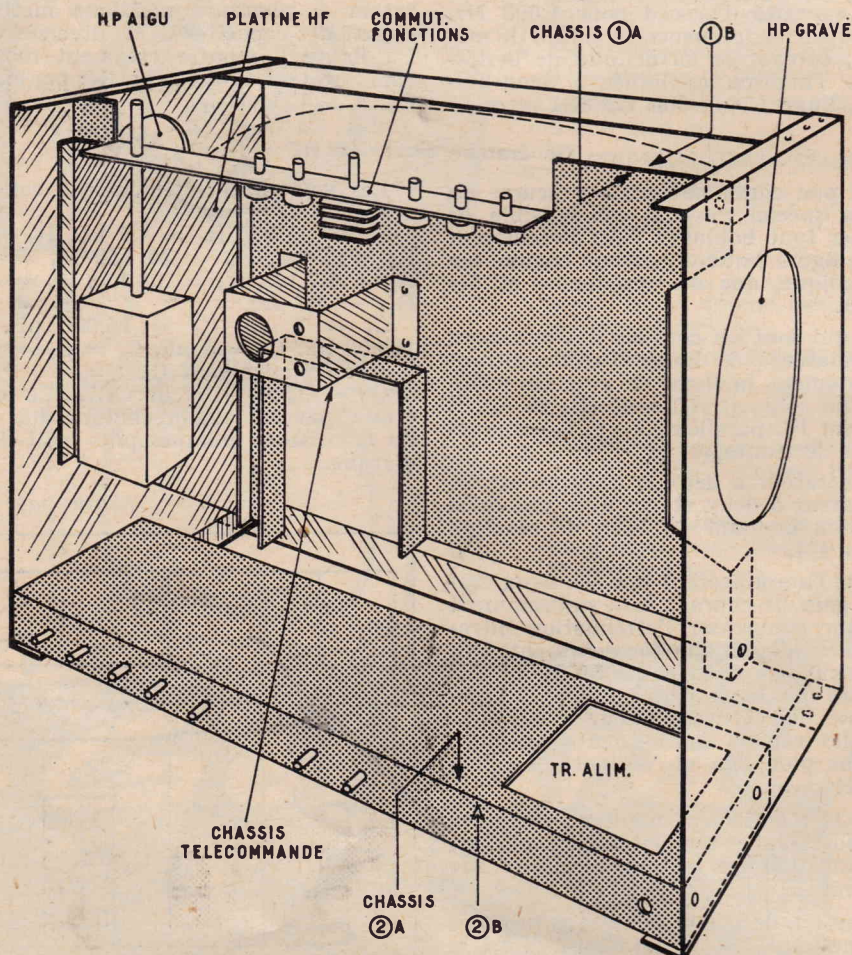


FIG. 2 - DISPOSITION DES CHASSIS - ASSEMBLAGE

RP. 461. GRD. [Logo]

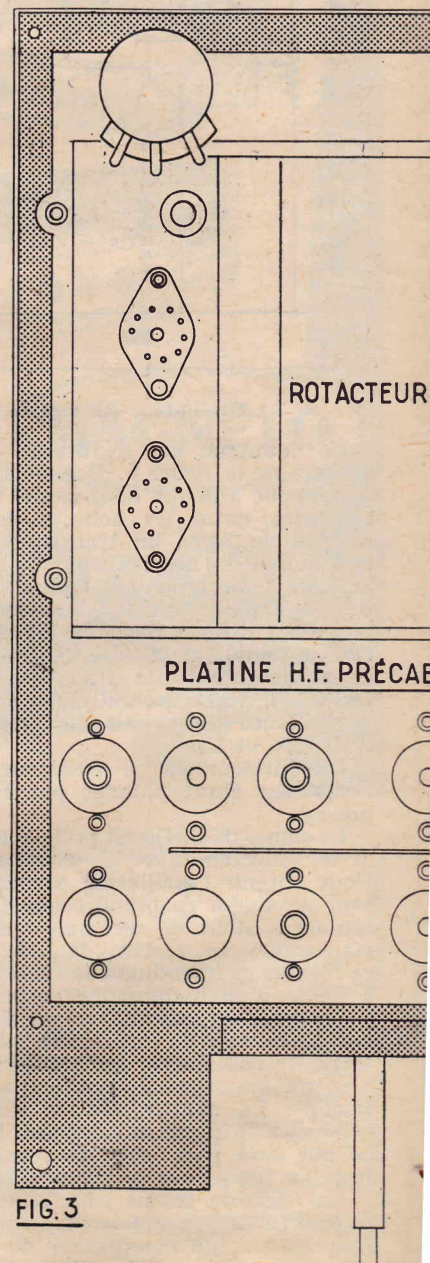


FIG. 3

de la première lampe. En position 3 il supprime la liaison avec l'étage détecteur auquel il substitue une prise PU. En position 4, la liaison se fait directement entre le 20 nF et la grille de la lampe sans l'intermédiaire du potentiomètre de volume. Une prise magnétophone est prévue aux bornes du potentiomètre de volume pour l'enregistrement éventuelle sur bande de la partie sonore des émissions.

La lampe qui équipe le premier étage BF est une section triode d'une ECC83. Son circuit grille contient outre les organes de liaisons déjà cités une résistance de fuite de 100.000 Ω nécessaire lorsque le potentiomètre de volume est mis hors circuit. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 2.200 Ω shuntée par 25 μ F. Son circuit-plaque est chargé par une 100.000 Ω .

Le second étage amplificateur de tension utilise la deuxième triode ECC83, le circuit de liaison entre ces deux lampes contient un condensateur de 50 nF et le dispositif de dosage séparé des graves et des aigus. Nous retrouvons là le circuit désormais classique à deux branches contenant deux potentiomètres de 1 M Ω , permettant le dosage. Les valeurs des éléments sont celles que l'on trouve généralement dans ce système de tonalité ; nous n'insisterons donc pas.

La polarisation de la seconde triode se fait par une résistance de cathode de 3.300 Ω . Cette dernière forme avec une 10.000 Ω un

circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie. La charge-plaque est une résistance de 330.000 Ω .

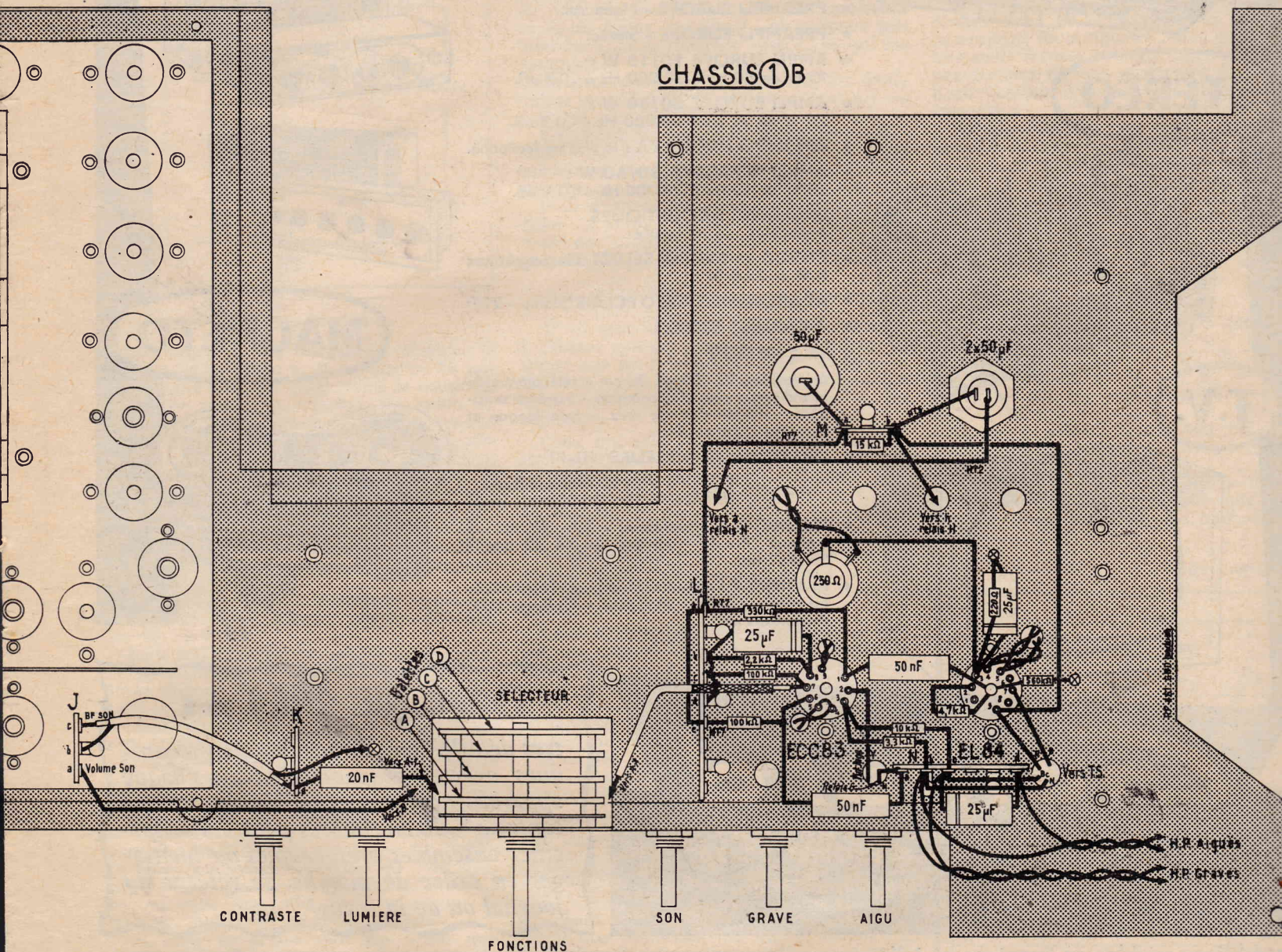
La lampe finale est une EL84 polarisée par une résistance de cathode de 220 Ω shuntée par 25 μ F. Le circuit de liaison est formé d'un condensateur de 50 nF, d'une résistance de fuite de 560.000 Ω et d'une résistance de blocage de 1.000 Ω . Le HP de 21 cm est branché directement sur le secondaire du transfo de sortie tandis que le tweeter de 12 cm y est relié par un condensateur de 25 μ F.

Les bases de temps.

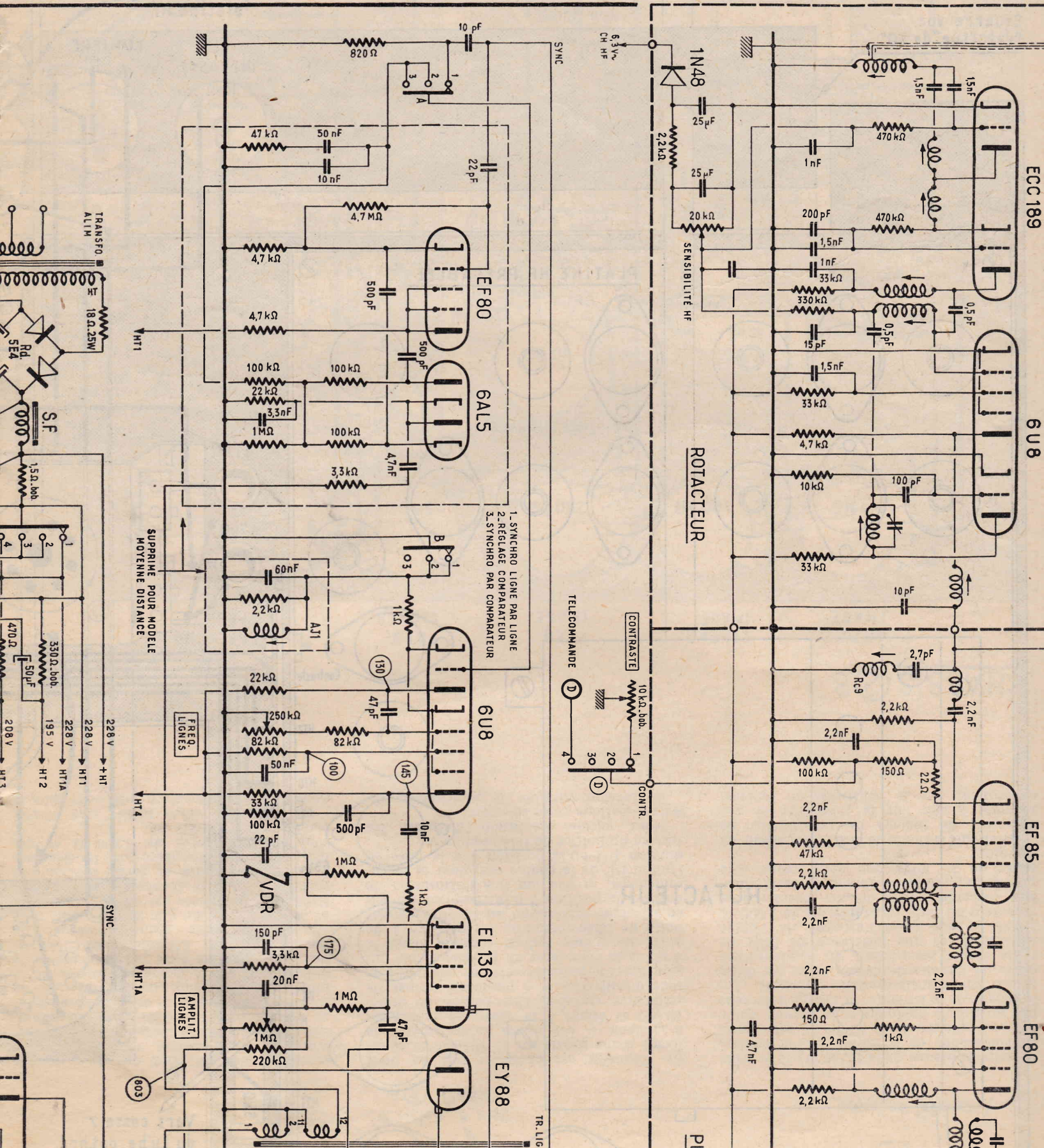
a) Image. — Les tops pris à la sortie de la séparatrice sont transmis par une résistance de 15.000 Ω et un circuit différentiateur constitué par un condensateur de 100 pF et une résistance de fuite de 100.000 Ω à la grille d'une triode ECC82 qui sert à l'écritage des impulsions de synchronisation image produites par le circuit différentiateur. Pour obtenir cet écritage la cathode est portée à un potentiel positif élevé, ce qui bloque la lampe en l'absence de signal. Seules les impulsions images débloquent ce tube et font apparaître des impulsions de forte amplitude dans le circuit-plaque. Pour pouvoir régler exactement la polarisation grille cathode et obtenir un interlignage parfait un potentiomètre de 10.000 Ω en série avec une 4.700 Ω est prévu.

La seconde triode ECC82 est montée blocking pour la génération des dents de scie nécessaire au balayage image. Sa plaque est reliée à la plaque de l'autre triode, qui assure la synchronisation de l'oscillation de relaxation. La fréquence de cette oscillation est réglée par un potentiomètre de 250.000 Ω et la tension en dents de scie est obtenue aux bornes d'un condensateur de 0,1 μ F. Elle est appliquée à la grille de commande de la lampe de puissance par un condensateur de 50 nF et un potentiomètre d'amplitude de 1 M Ω . Le circuit-grille de la lampe de puissance, une EL86, contient aussi une résistance de 150.000 Ω et une de 1.000 Ω . Sa polarisation est obtenue par une résistance de cathode formée d'une 390 Ω fixe et une 250 Ω variable, le tout shunté par un condensateur de 500 μ F. Le circuit-plaque attaque les bobines de déviation par le transfo de sortie image. Entre ce circuit-plaque et le circuit-grille est placé un circuit de contre-réaction comportant notamment un potentiomètre de 100.000 Ω pour le réglage de la linéarité verticale. Dans le circuit de bobines de déviation est placée une résistance qui assure la correction automatique de l'amplitude de la déviation verticale.

b) Lignes. — La synchronisation de base de temps peut se faire soit suivant le procédé classique dit « ligne ligne », soit par un comparateur de phase.



ÉLÉMENTS - REÇU



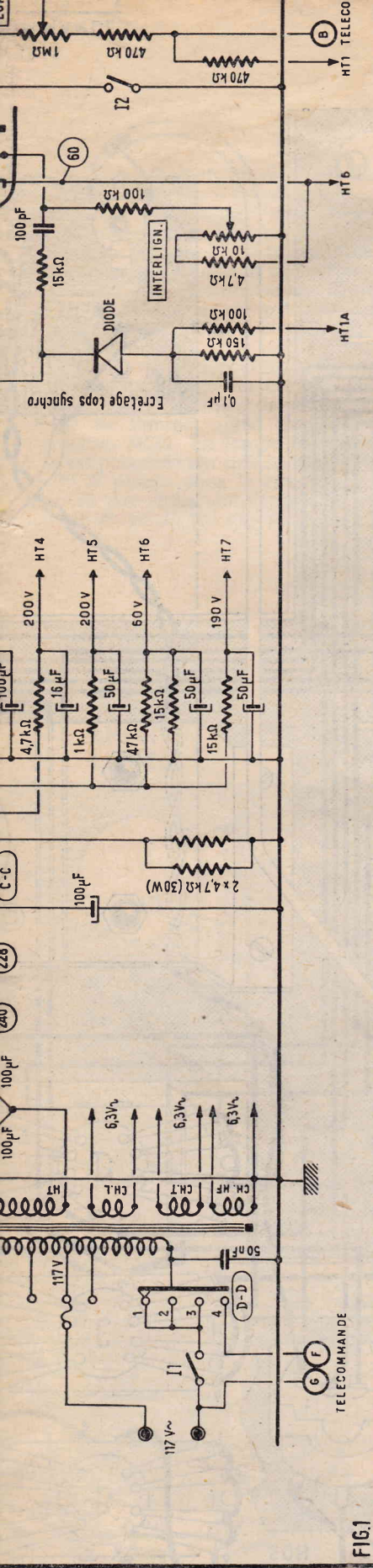


FIG. 1

UTILISANT UN TUBE IMAGE COURT DE 110°

Doté des tous derniers perfectionnements techniques, ce téléviseur se classe parmi les plus complets de l'on puisse concevoir actuellement. Signalons en premier lieu le tube image 23AXP4, modèle court de 110° de déviation, dont l'écran a une diagonale de 59,5 cm. Ce récepteur très sensible a été étudié de manière à avoir une très large bande passante (10 MHz), ce qui donne une finesse d'image maximum. Nous verrons que le tube est attaqué par un étage vidéo à charge cathodique permettant une qualité suivie et, dans une large mesure, indépendante des capacités de câblage. Les bases de temps comportent des stabilisateurs automatiques d'amplitude ligne et images. Un comparateur de phase assure une synchronisation ligne sans défaillance même aux endroits les plus défavorisés. L'amplificateur BF de la chaîne « son » est très soigné et est doté notamment d'un dispositif de réglage séparé des « graves » et des « aigus ». Une prise PU permet l'emploi de cet ampli avec un tourne-disque ou conjointement avec un ampli identique pour la reproduction d'enregistrements stéréophoniques. On peut également couper la réception image de manière à utiliser seulement le récepteur son par exemple pour l'écoute des émissions R.T.F. stéréophoniques. Cet ampli BF actionne deux HP : un de 21 cm de haute qualité pour les « graves » et un tweeter pour les « aigus ».

On peut adapter à ce téléviseur une boîte de télécommande qui permet d'effectuer les différents réglages sans se déranger. Enfin l'ensemble est monté sur un châssis formant un bloc très rigide et blindant le montage, ce qui réduit le rayonnement parasite dans de très grandes proportions.

câblé et préréglé qu'il suffira de raccorder au reste du montage. Il est en effet très difficile avec les moyens dont dispose un amateur de mener à bien la réalisation et la mise au point de ces circuits. L'utilisation d'une platine précâblée assure donc, sans difficulté, des réceptions impeccables. Cette platine comporte un sélecteur à douze positions qui effectue la commutation des bobinages, nécessaire à la réception des différents canaux.

L'étage d'entrée est un étage HF du type cascade équipé d'une double triode ECC189. Le bobinage d'entrée qui est accordé par les capacités parasites est attaqué par l'antenne sur une prise d'adaptation d'impédance. Ce bobinage est relié à la grille de la première triode, par un condensateur de 1,5 nF et une résistance de fuite de 470.000 Ω. La cathode de cette triode est à la masse. Cette triode est neutrodynée par une self placée entre plaque et grille. Un condensateur de 1,5 nF en série avec cette self évite de reporter sur la grille la composante continue du courant plaque. La seconde triode fonctionne en « grille à la masse ». En effet, cette électrode est reliée à la masse par un condensateur de 1,5 nF, doublé par un 200 pF, qui est un véritable court-circuit pour les courants UHF. Au point de vue « continu », le potentiel de cette électrode est fixé par rapport à la cathode par une résistance de 470.000 Ω. La cathode est attaquée par la plaque de la triode précédente à travers une self. Le signal HF recueilli amplifié dans le circuit-plaque est transmis à la grille de commande de la section pentode d'une 6U8 par un filtre de bande constitué par deux bobinages et une capacité de couplage de 0,5 pF. La pentode de 6U8 est utilisée comme mélangeuse

sur la polarisation de la grille de la première triode et sur celle de la grille de commande de la pentode. La tension de polarisation est obtenue à partir de la tension de chauffage 6,3 V, redressée par une diode 1N48 et filtrée par une résistance de 2.200 Ω et deux condensateurs de 25 μF. Un potentiomètre de 20.000 Ω permet de doser cette polarisation qui est appliquée par le curseur à la base de la résistance de fuite de grille de la triode et à la grille de commande de la pentode à travers une résistance de 330.000 Ω et l'enroulement du filtre de bande de liaison. Ce circuit de polarisation variable est largement découplé par des condensateurs faisant respectivement 1 nF, 1,5 nF et 15 pF.

L'oscillation locale est obtenue à l'aide de la triode contenue dans la 6U8. Cette triode est associée à cet effet à un bobinage accordé par un petit CV (réglage fin) dont la manœuvre permet de parfaire l'accord sur l'émission désirée. La plaque de cette triode est alimentée par une résistance de 33.000 Ω. Dans le circuit grille nous voyons un condensateur de 100 pF et une résistance de fuite de 10.000 Ω. L'oscillation locale prise sur la grille de la triode est reportée sur le circuit grille de la pentode par un condensateur de 0,5 pF. La grille écran de la pentode 6U8 est alimentée à l'aide d'une résistance de 30.000 Ω découplée par un condensateur de 1,5 nF.

Sur la plaque de la mélangeuse on obtient le signal FI « image » et le signal FI « son ». Le premier est amplifié par 4 étages amplificateurs FI, dont le premier est équipé par une EF85 et les trois autres par des EF80. La liaison entre la plaque de la mélangeuse et la grille de commande de la EF85 se fait par un filtre de bande. Il en est de même pour celles entre la plaque

CHASSIS 2A

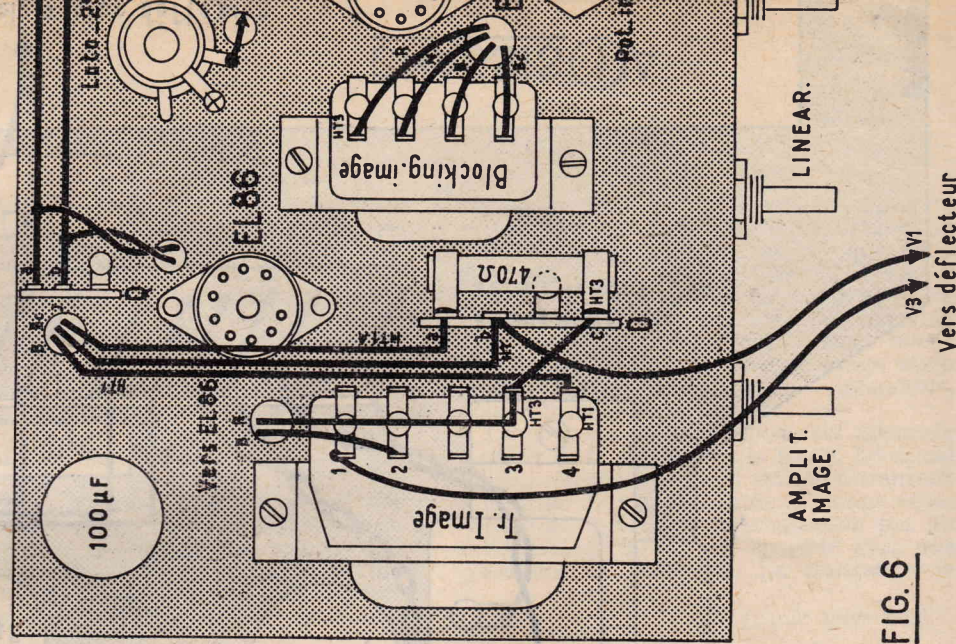
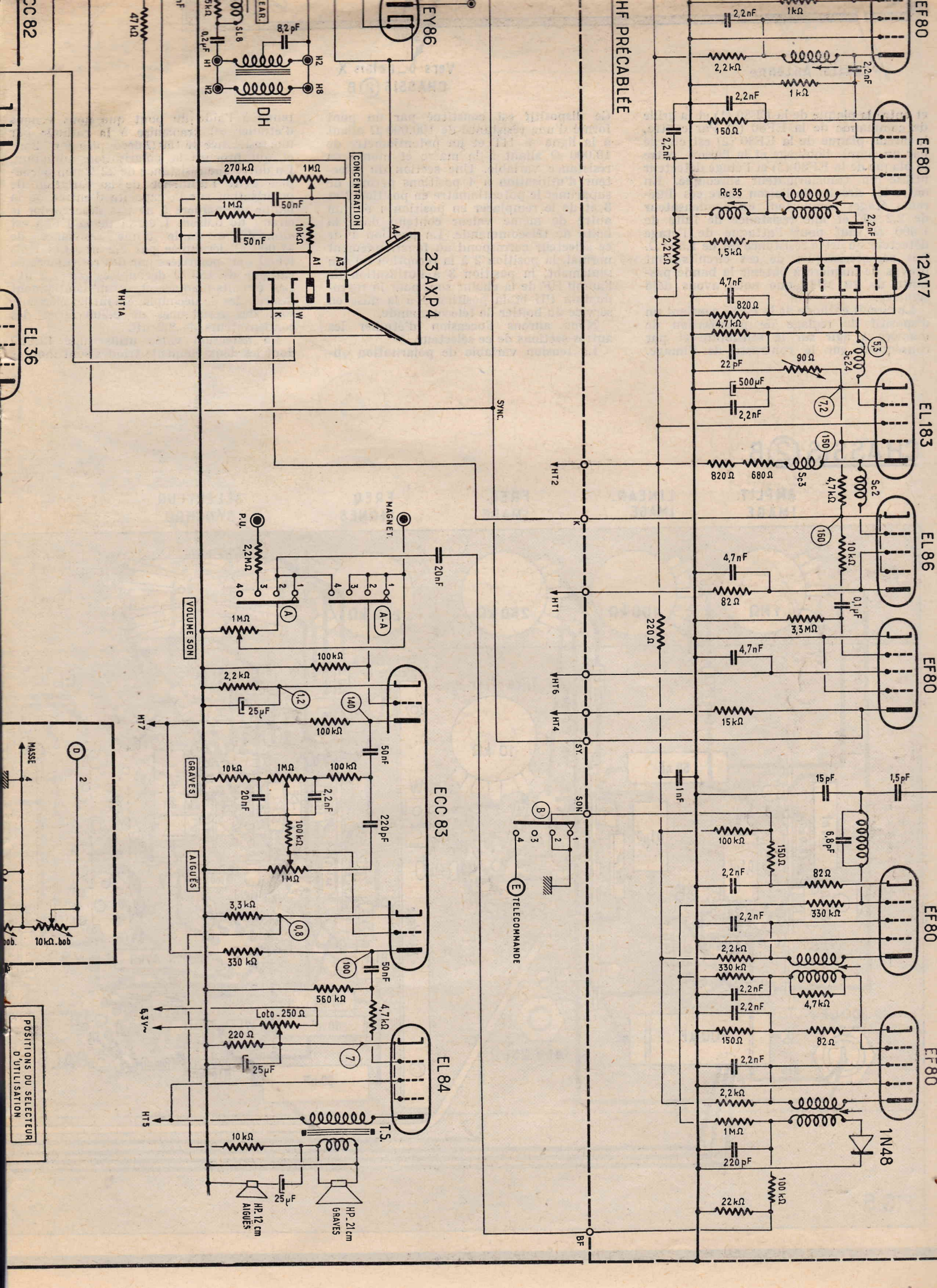
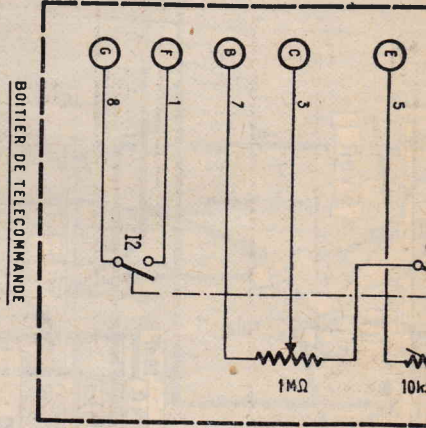
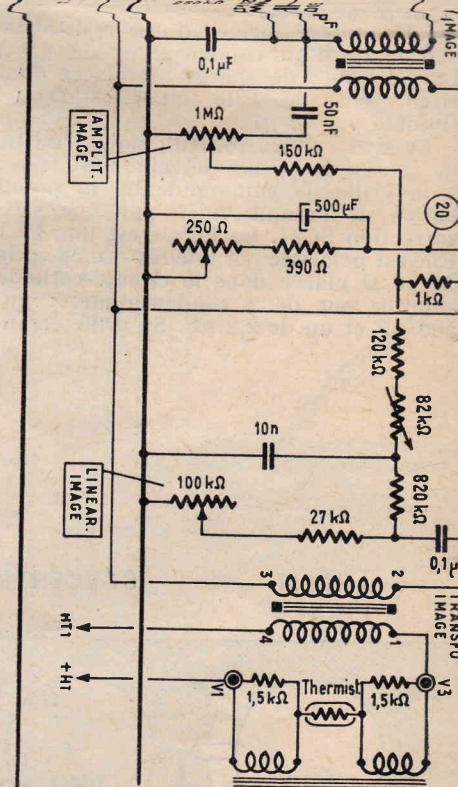
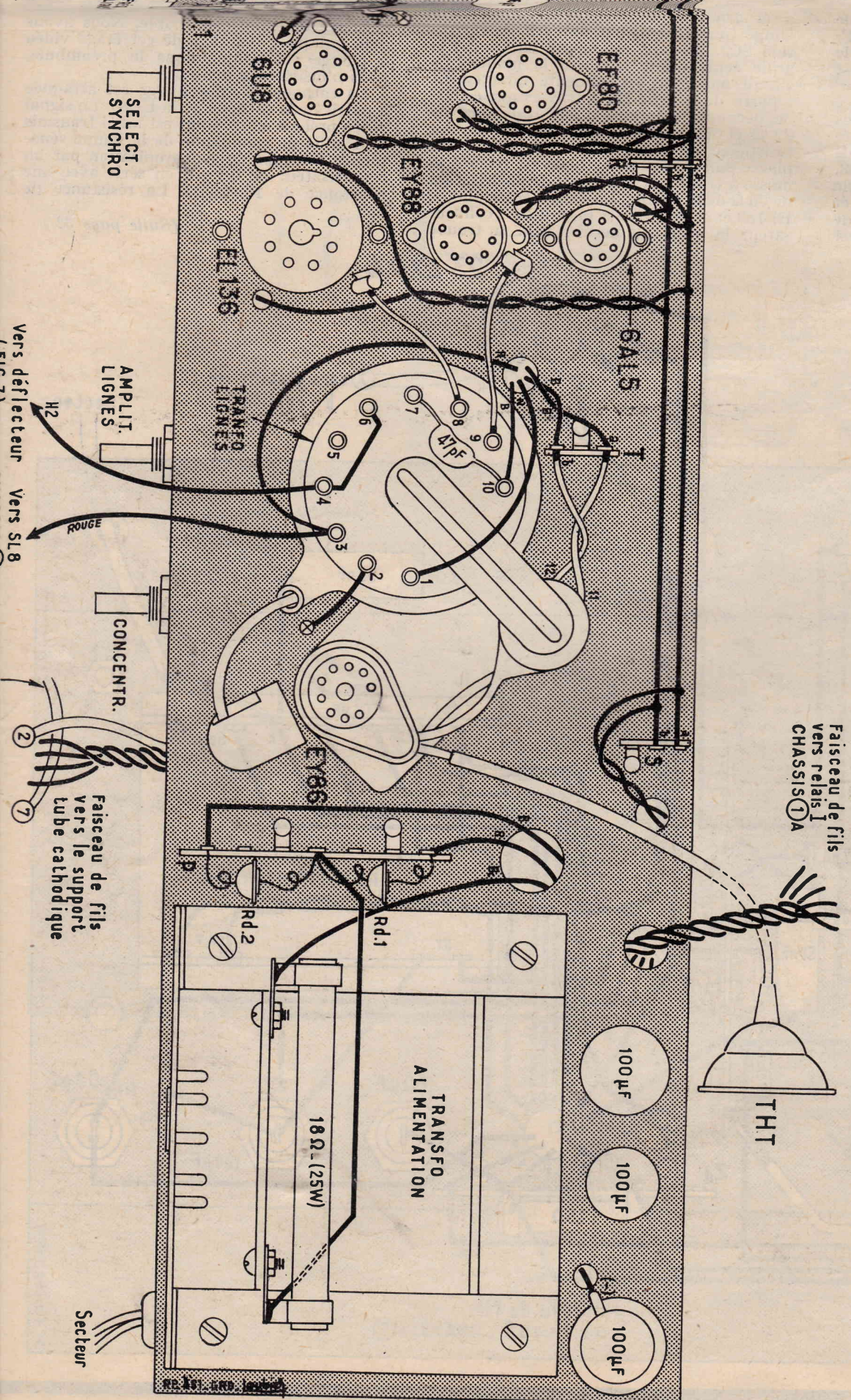
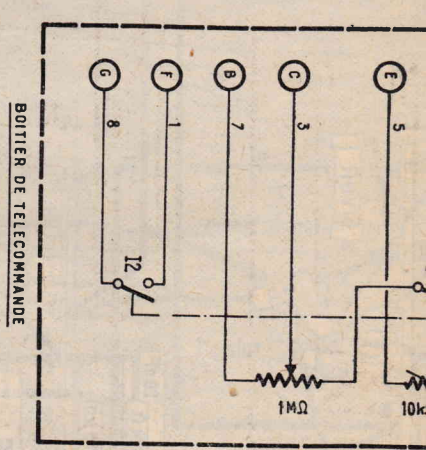
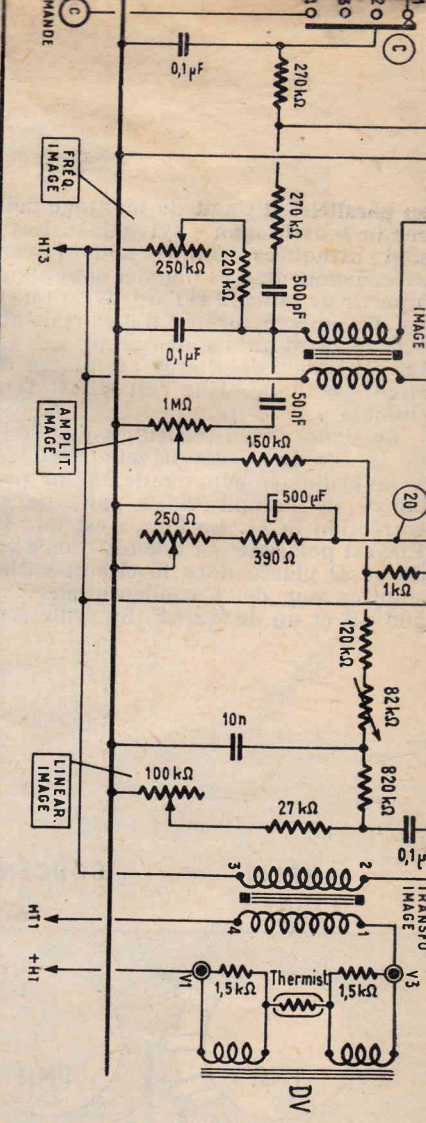
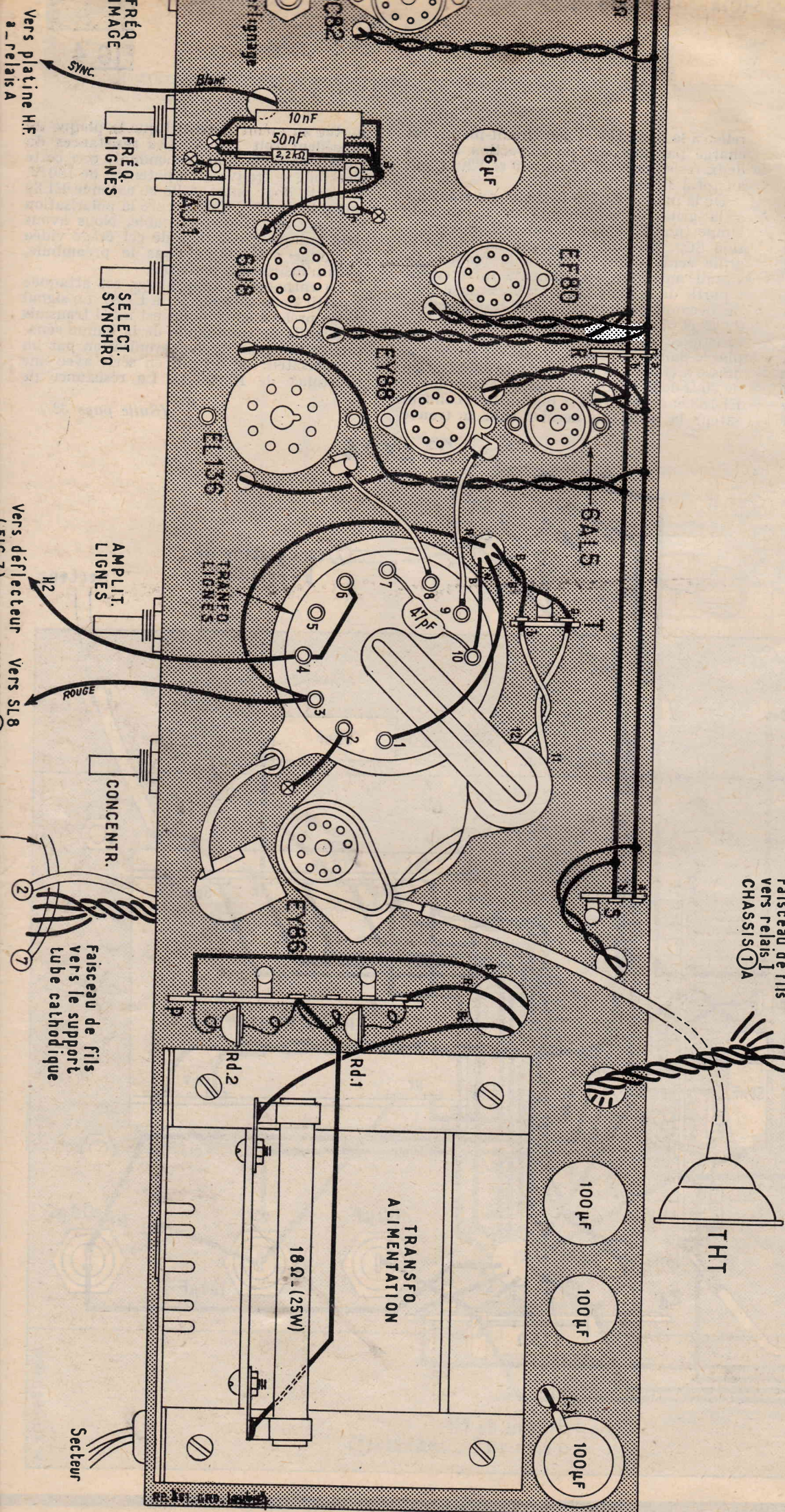


FIG. 6

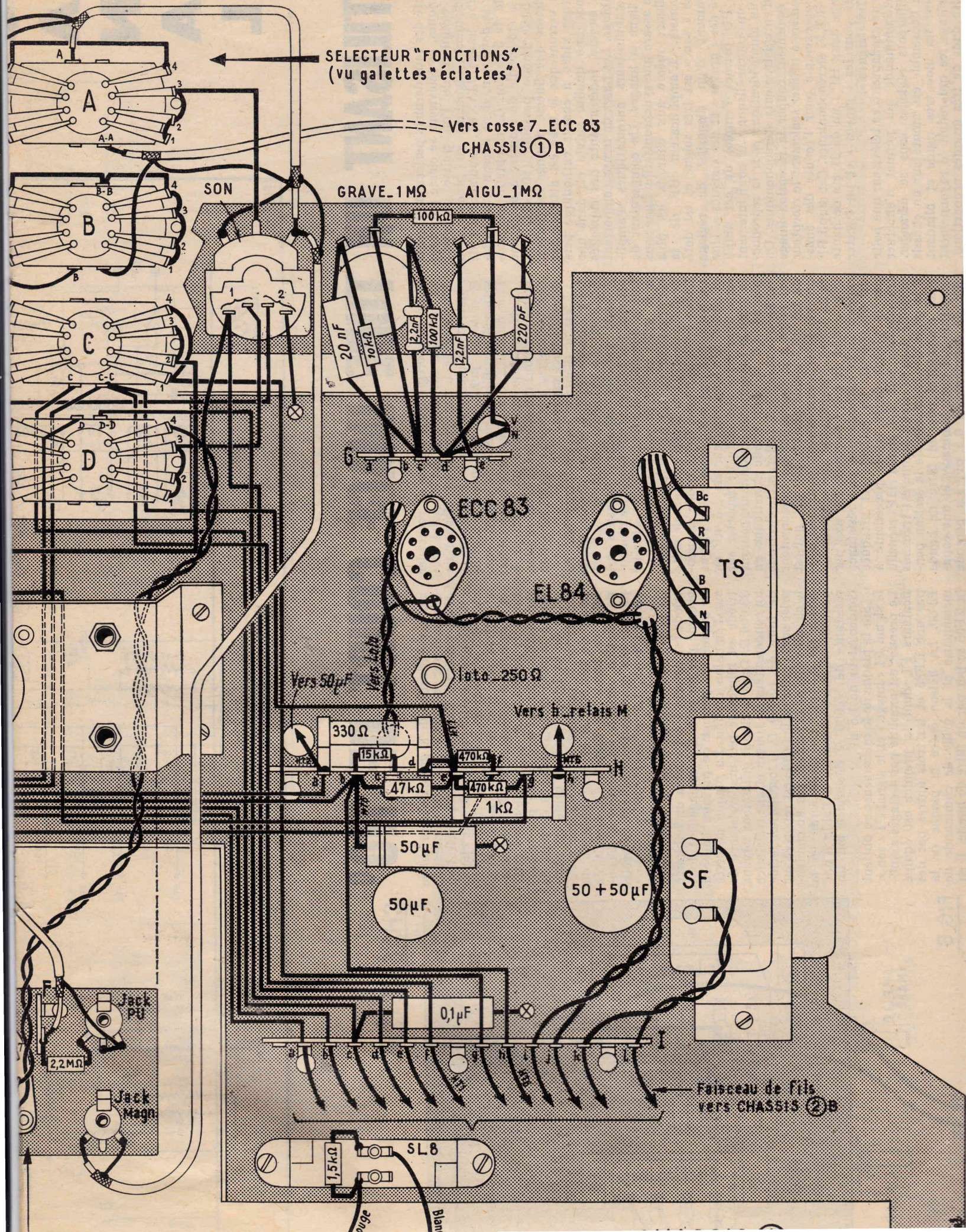




1. FONCTIONNEMENT NORMAL. COMMANDES SUR L'APPAREIL.
2. RECEPTION SON SEULEMENT POUR STEREO.
3. PICK-UP.
4. RECEPTION NORMALE TELECOMMANDE.



1. FONCTIONNEMENT NORMAL. COMMANDES SUR L'APPAREIL.
2. RECEPTION SON SEULEMENT POUR STEREO.
3. PICK-UP.
4. RECEPTION NORMALE TELECOMMANDE.



SELECTEUR "FONCTIONS"
(vu galettes "éclatées")

Vers cosse 7_ECC 83
CHASSIS ① B

SON

GRAVE_1MΩ

AIGU_1MΩ

ECC 83

EL 84

TS

SF

Lolo_250Ω

Vers b_relais M

330Ω

15kΩ

47kΩ

470kΩ

470kΩ

1kΩ

50μF

50 + 50μF

0,1μF

Faisceau de fils
vers CHASSIS ② B

1,5kΩ

SL 8

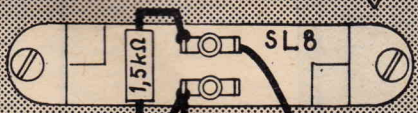
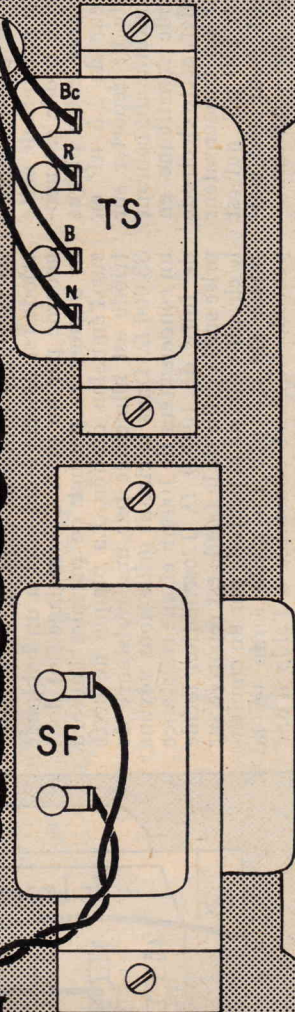
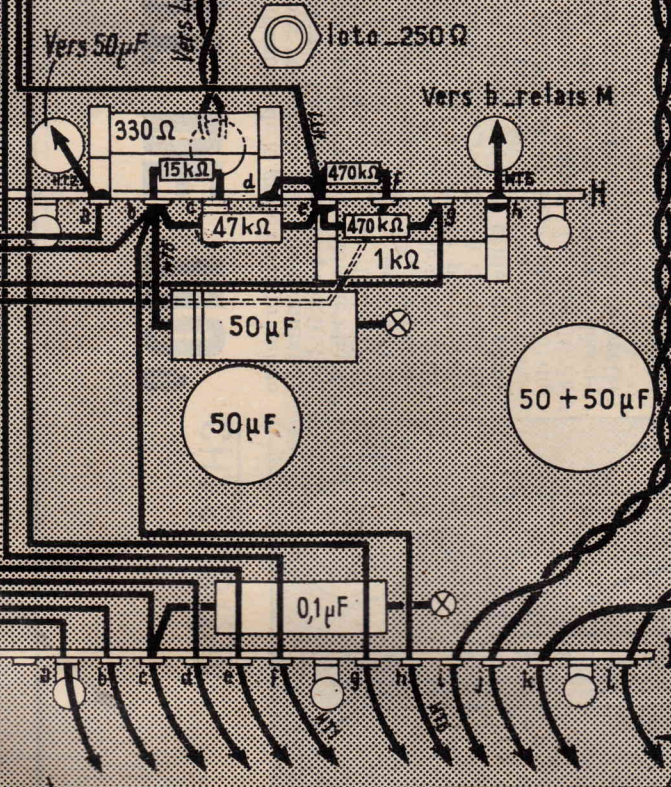
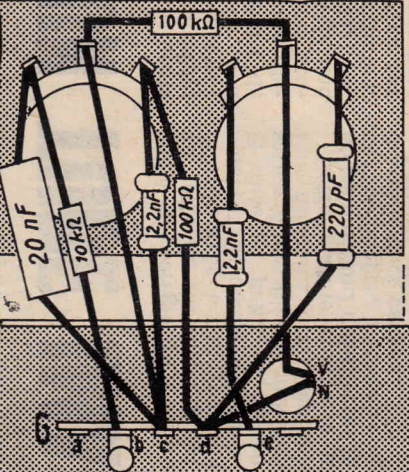
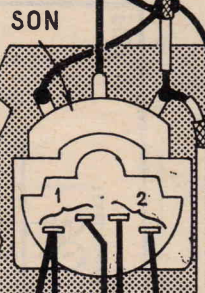
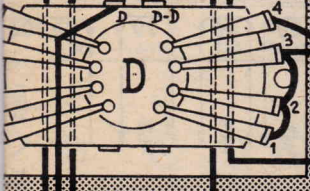
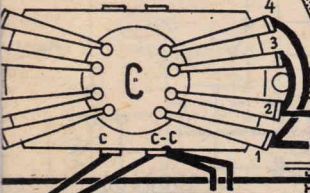
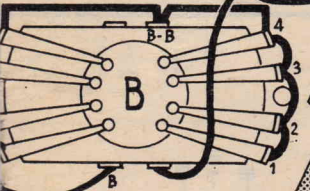
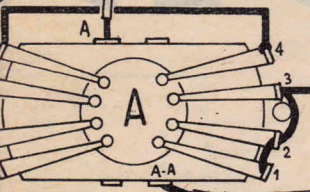
rouge

Blanc

2,2MΩ

Jack PU

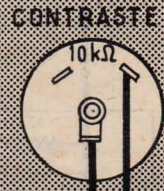
Jack Magn



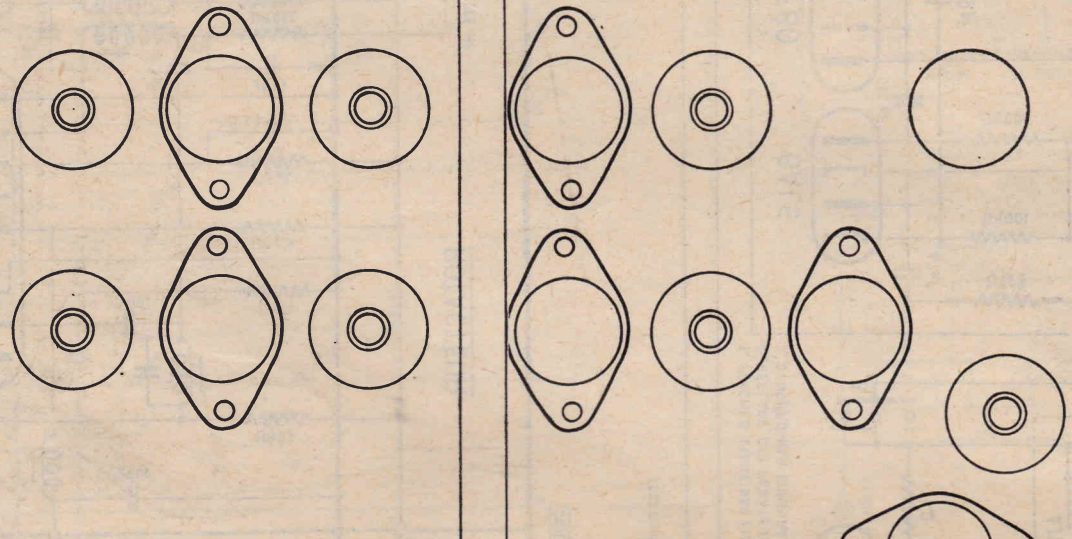
Equerre vue "rabbattue" de 90°

Vers 20nF
relais K
CHASSIS ① B

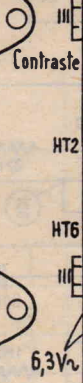
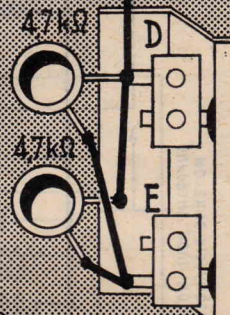
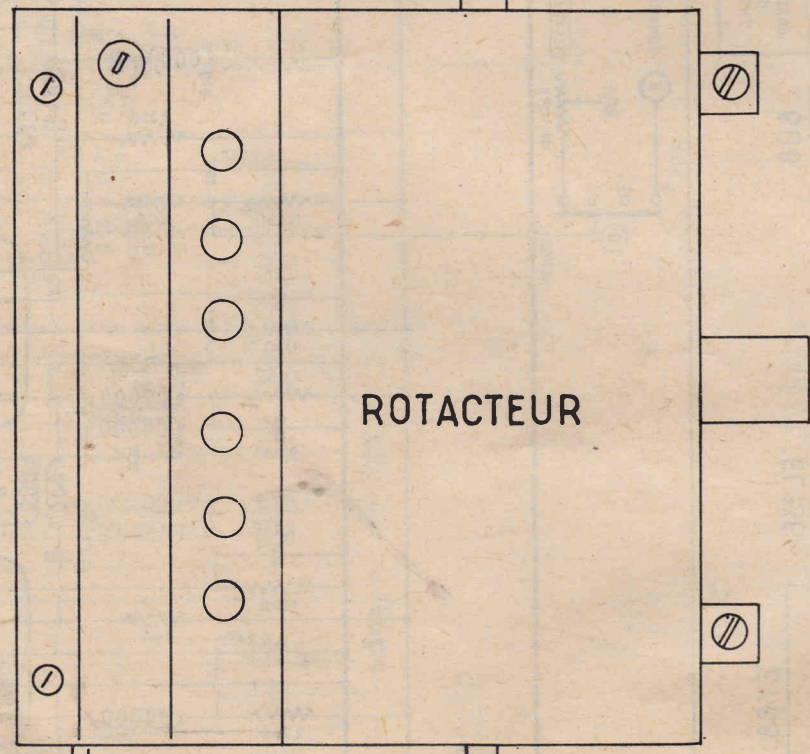
Vers relais J
platine HF



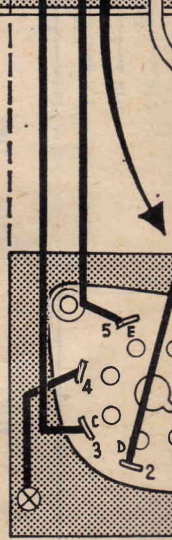
PLATINE HF PRÉCABLÉE



ROCTEUR



Vers cosse 7
du tube cathod.





et entre la plaque de la EF80 (1) et la grille de commande de la EF80 (2). Par contre, le circuit-plaque de la EF80 (2) est chargé par un simple bobinage et la liaison entre la plaque de la EF80 (3) et l'étage détecteur utilise un transformateur surcouplé. En outre les circuits de liaison entre ces différents étages comportent un condensateur de 2,2 nF et une résistance de fuite de 1.000 Ω sauf pour l'attaque de l'étage détecteur où cette résistance est de 1.500 Ω . Les caractéristiques de ces circuits sont prévus de manière à obtenir la bande passante de 10 MHz que nous avons déjà signalée.

Le circuit cathode de la EF85 contient un dispositif de réglage de polarisation de manière à agir sur la sensibilité et par conséquent sur le contraste de l'image.

Ce dispositif est constitué par un pont formé d'une résistance de 100.000 Ω allant à la ligne + HT et un potentiomètre de 10.000 Ω allant à la masse et monté en résistance variable. Une section du sélecteur d'utilisation à 4 positions permet de supprimer le potentiomètre en position 2 et 3 et de le remplacer en position 4 par un autre de même valeur contenu dans la boîte de télécommande. La position 1 de ce sélecteur correspond au fonctionnement normal, la position 2 à la réception du son seulement, la position 3 à l'utilisation de l'ampli BF de la chaîne son, pour la reproduction PU et la position 4 à la mise en service du boîtier de télécommande.

Nous aurons l'occasion d'étudier les autres sections de ce sélecteur.

La tension variable de polarisation ob-

tenue à l'aide du pont que nous venons d'étudier est transmise à la cathode par une résistance de 150 Ω découplée par 2,2 nF et qui procure la polarisation minimum. En outre une résistance de 22 Ω non découplée évite l'influence de la variation de polarisation sur la capacité d'entrée de la lampe de manière à ne pas désaccorder le circuit de liaison. L'écran de la EF85 est alimenté à l'aide d'une résistance de 47.000 Ω découplée par 2,2 nF. Les trois EF80 sont polarisées par des résistances de cathode de 150 Ω découplées par 2,2 nF. Les circuits-plaques et écran contiennent des cellules de découplage dont les éléments sont des résistances de 2.200 Ω et des condensateurs de 2,2 nF.

La détection vidéo utilise une 12AT dont les deux éléments triodes sont montés

CHASSIS 2B

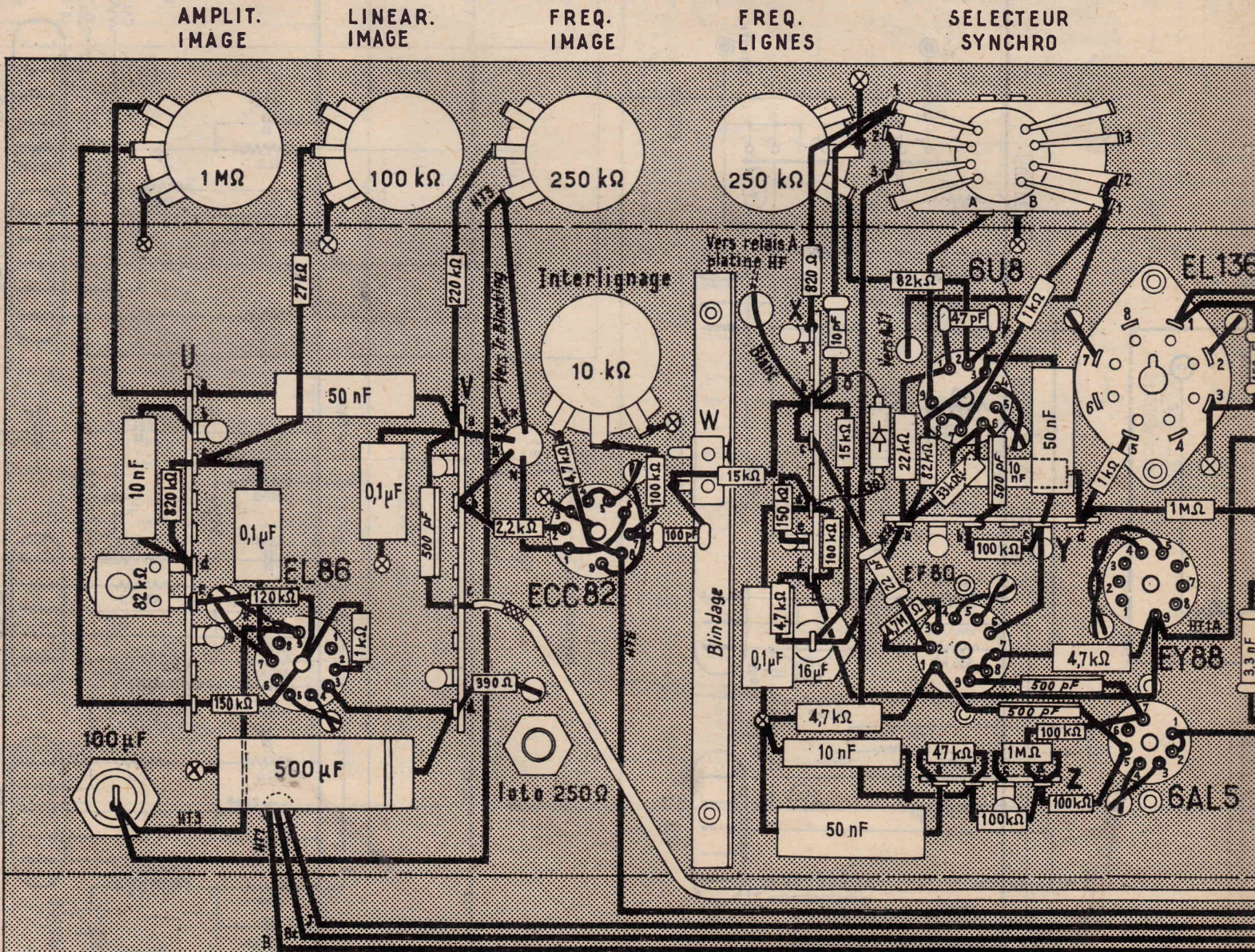


FIG. 5

FIG. 4

en parallèle. Il s'agit du montage détecteur connu sous le nom « sylvania ». Les grilles sont attaquées comme nous l'avons dit précédemment. Les plaques sont alimentées à partir de la ligne HT à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 820Ω et d'un condensateur de $4,7 \text{ nF}$. La résistance de charge est placée dans le circuit cathode. Elle fait 4.700Ω et est shuntée par 22 pF .

Le signal vidéo recueilli sur la résistance de charge de l'étage détecteur est transmis à la grille de commande de la première lampe de l'ampli vidéo par une self de correction SC24. La lampe est une EL183. Elle est polarisée par une résistance variable de 90Ω placée dans le circuit cathode et shuntée par deux condensateurs : un de $500 \mu\text{F}$ et un de $2,2 \text{ nF}$. Sa grille écran est

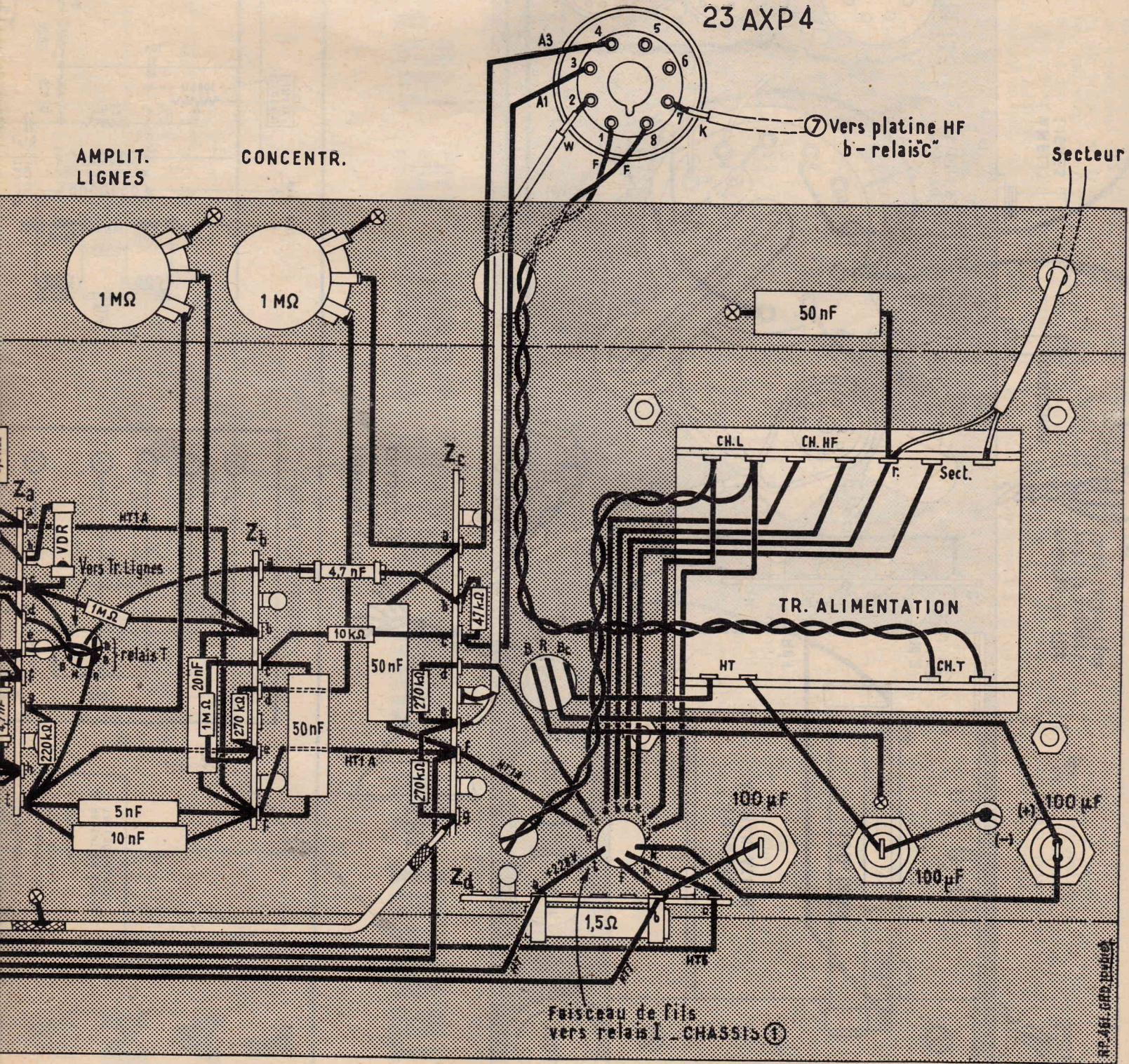
reliée à la ligne HT et son circuit-plaque est chargé par une self de correction SC3 et deux résistances en série (680 et 820Ω , soit au total 1.500Ω).

De la plaque EL183 le signal est transmis à la grille de commande de la seconde lampe (une EL86), par une self de correction SC2. Ce tube est monté en triode, la grille écran étant réunie à la plaque. Ce circuit anodique est alimenté directement à partir de la ligne HT à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 82Ω et d'un condensateur de $4,7 \text{ nF}$. La résistance de charge de 4.700Ω qui est placée dans le circuit cathode est reliée à la masse à travers la résistance de polarisation de 90Ω de la EL183. La liaison entre plaque EL183 et grille EL86 se faisant sans condensateur la grille du dernier tube se trouve

portée au même potentiel que la plaque du précédent soit 150 V . Les résistances du circuit cathode font, cependant, que cette électrode se trouve à un potentiel de 160 V . Il existe donc entre grille et cathode EL86 une ddp de 10 V qui procure la polarisation négative de grille convenable. Nous avons déjà indiqué l'avantage de cet étage vidéo à charge cathodique dans le préambule nous n'insisterons donc pas.

La cathode du tube image est attaquée à partir de la cathode de la EL86. Le signal vidéo prélevé en ce point est aussi transmis à la grille de commande de la lampe séparatrice des tops de synchronisation par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 10.000Ω . La résistance de

(Suite page 32.)



en parallèle. Il s'agit du montage détecteur connu sous le nom « sylvania ». Les grilles sont attaquées comme nous l'avons dit précédemment. Les plaques sont alimentées à partir de la ligne HT à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 820Ω et d'un condensateur de $4,7 \text{ nF}$. La résistance de charge est placée dans le circuit cathode. Elle fait 4.700Ω et est shuntée par 22 pF .

Le signal vidéo recueilli sur la résistance de charge de l'étage détecteur est transmis à la grille de commande de la première lampe de l'ampli vidéo par une self de correction SC24. La lampe est une EL183. Elle est polarisée par une résistance variable de 90Ω placée dans le circuit cathode et shuntée par deux condensateurs : un de $500 \mu\text{F}$ et un de $2,2 \text{ nF}$. Sa grille écran est

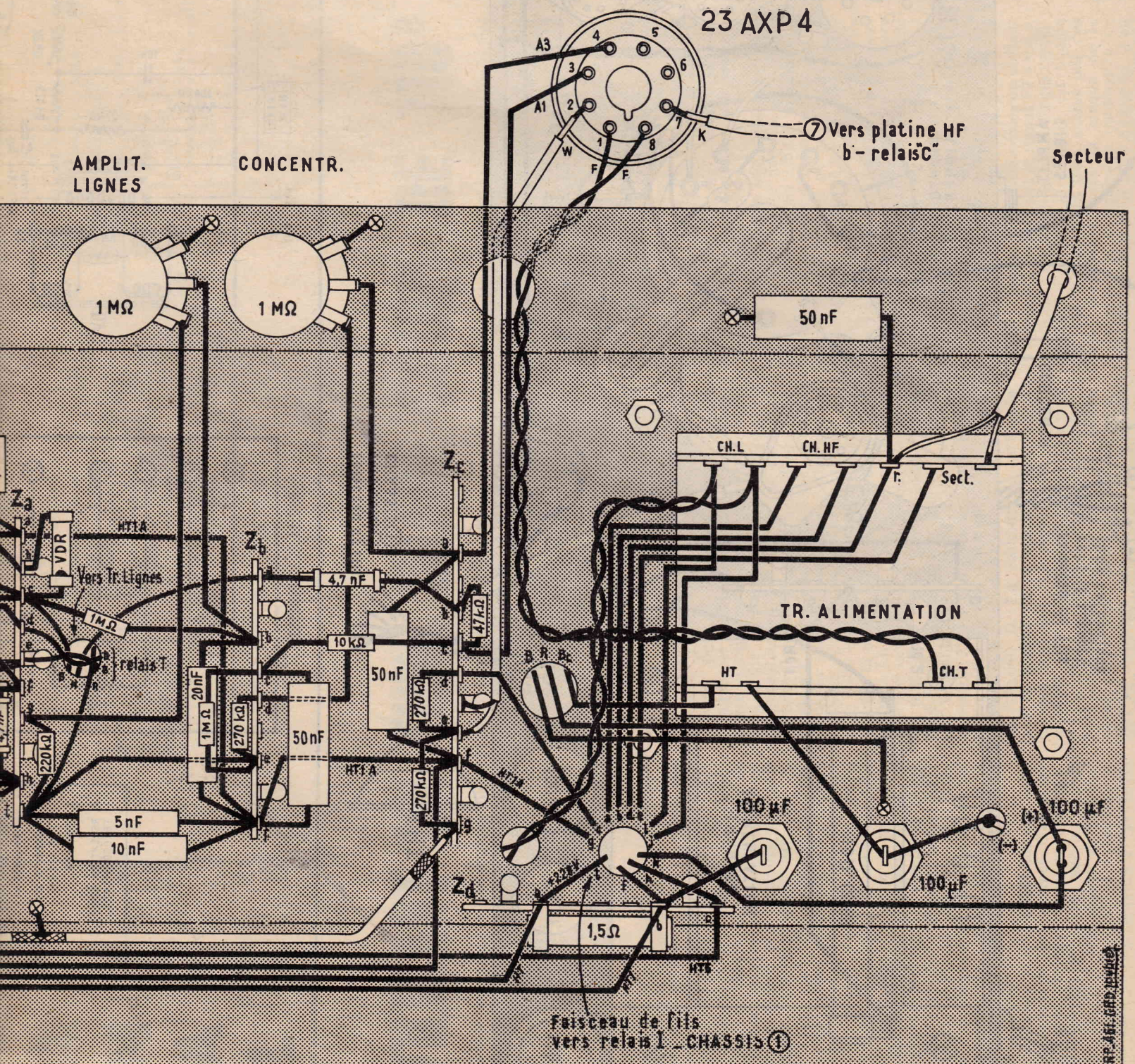
reliée à la ligne HT et son circuit-plaque est chargé par une self de correction SC3 et deux résistances en série (680Ω et 820Ω , soit au total 1.500Ω).

De la plaque EL183 le signal est transmis à la grille de commande de la seconde lampe (une EL86), par une self de correction SC2. Ce tube est monté en triode, la grille écran étant réunie à la plaque. Ce circuit anodique est alimenté directement à partir de la ligne HT à travers une cellule de découplage formée d'une résistance de 82Ω et d'un condensateur de $4,7 \text{ nF}$. La résistance de charge de 4.700Ω qui est placée dans le circuit cathode est reliée à la masse à travers la résistance de polarisation de 90Ω de la EL183. La liaison entre plaque EL183 et grille EL86 se faisant sans condensateur la grille du dernier tube se trouve

portée au même potentiel que la plaque du précédent soit 150 V . Les résistances du circuit cathode font, cependant, que cette électrode se trouve à un potentiel de 160 V . Il existe donc entre grille et cathode EL86 une ddp de 10 V qui procure la polarisation négative de grille convenable. Nous avons déjà indiqué l'avantage de cet étage vidéo à charge cathodique dans le préambule, nous n'insisterons donc pas.

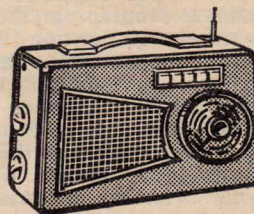
La cathode du tube image est attaquée à partir de la cathode de la EL86. Le signal vidéo prélevé en ce point est aussi transmis à la grille de commande de la lampe séparatrice des tops de synchronisation par un condensateur de $0,1 \mu\text{F}$ en série avec une résistance de 10.000Ω . La résistance de

(Suite page 32.)

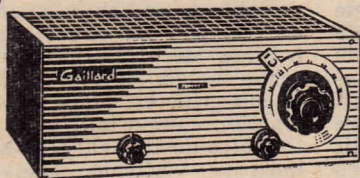


Prix compétitifs pour matériel hors classe !..

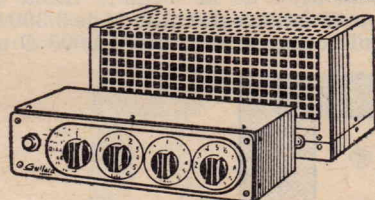
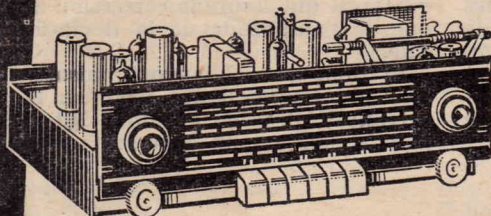
TRANSISTOR



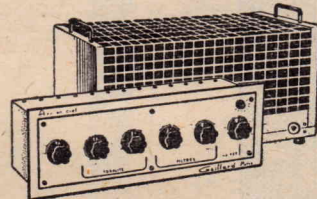
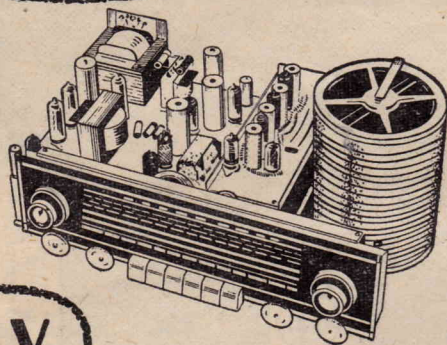
F.M.



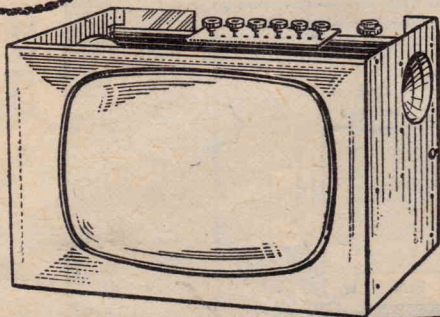
Hi-Fi



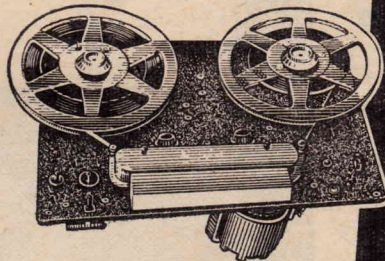
STÉRÉO



T.V.



MAGNÉTO



- **TRANSISTORS** - 5 modèles de 6 à 8 transistors dont 2 "Tropic" : OC depuis 13 m. en 5 bandes
- **TUNER FM 61** - 8 tubes + 2 diodes - 3 étages MF à couplage contrôlé - sensibilité record 0,7 microvolt (vrai) - Stéréo prévue... etc...
Modèle adopté par la RTF.
- **TUNER AM-FM 61** - 11 lampes + 4 diodes - FM séparée (disposition adoptée depuis 1951) - sensibilité FM 0,7 microvolt - AM avec HF accordée - grand cadre ferrite - 3 positions sélectivité variable : 6-9-16 Kcs à 6 dB - montage stéréo à double sortie "cathode Follower" etc...
- **METEOR FM 89** - 8 tubes + 3 diodes - 3 HP.
- **METEOR FM 109** - 10 tubes + 3 diodes - 4 HP.
- **METEOR FM 149** - 14 et 15 tubes + 4 diodes - 5 HP
- **METEOR FM STEREO** - 14 tub. + 3 diodes - 4 HP
- **AMPLI METEOR** - avec correcteurs.
- **PREAMPLI EUROPE** - Monaural.
- **PREAMPLI EUROPE** - Stéréo.
- **AMPLI EUROPE 10/15 W** : 10 W de 30 Hz à 20.000 Hz à $\leq 0,3 \text{ dB}$
- **AMPLI EUROPE 20/30 W** : 20 W de 25 Hz à 20.000 Hz à $\leq 0,2 \text{ dB}$
- **PREAMPLI HIMALAYA** : le plus perfectionné.
- **AMPLI HIMALAYA 30/60 W** : 30 W de 10 Hz à 20.000 Hz à $\leq 0,1 \text{ dB}$
- **ENCEINTES ACOUSTIQUES** 6 modèles, nus ou habillés.
- **STEREO et MICRO SELECT** Electrophones 5 W et 2 x 5 W
- **ADAPTATEUR STEREO ECLAIR** 3 lamp. - 2 HP
- **4 CHAINES STEREO**
- **TELE METEOR**
6 modèles 49, 60 et 70 cm - télécommande - grand angle - les plus complets - extrême sensibilité - finesse d'image max. - type longue et moyenne distance, etc...
- **JEU DE HAUT-PARLEURS HI-FI**
EUROPE 28 - 20.000 p/s (vrai)
HIMALAYA 18 - 20.000 p/s (vrai)
- **MAGNETO professionnel** - 19 - 38 cm - 3 moteurs "Pabst" - bobines jusqu'à 32 cm - Stéréo... etc...
- **PLATINES P.U. Monau ou stéréo** - Têtes piézo ou magnétiques - Meubles - Coffrets P.U. Préamplis etc...

Gaillard

21 Rue Charles-Lecocq - PARIS - XV^e
Tél : VAUGIRARD 41-29 & BLOMET 23-26

Démonstrations jours ouvrables de 9 heures à 19 heures
et sur rendez-vous

Catalogue 1961 N° 5

très détaillé avec caractéristiques techniques exactes et contrôlées sur chaque appareil, nombreuses références, adressé contre 2^{NF},00 en timbres pour frais, (spécifier ensembles préfabriqués ou montages en ordre de marche, se référer du journal ou de la revue).

Expéditions rapides en province et à l'étranger.

BELGIQUE : ELECTROLABOR, 40, rue Hamoir, UCCLE-BRUXELLES 18. — Téléphone : 74-24-15

dont on dispose, un secondaire à prise médiane S_1 , de 32 V (16 + 16 V) un secondaire S_2 de 25 V. Des secondaires de 200 mA donneront de bons résultats.

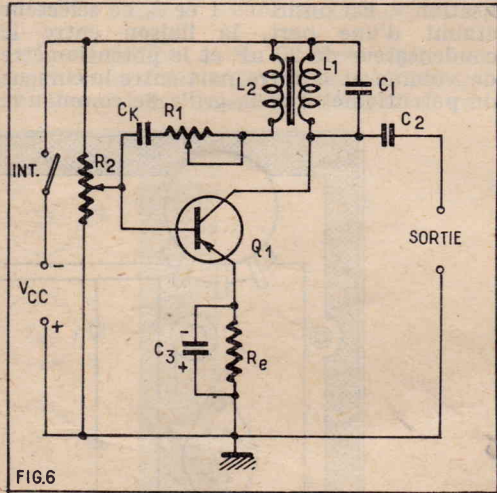
La bobine L_1 aura une self-induction de 5 à 10 H, 200 mA. Pour régler ce montage, l'« utilisation » devra être branchée et un voltmètre sera connecté également aux bornes de sortie afin de vérifier la tension obtenue.

Pour se familiariser avec ce montage on pourra remplacer l'« utilisation » par une résistance équivalente qui se calculera à l'aide de la loi d'ohm :

$$E = \frac{R}{I}$$

avec R en ohms, E en volts et I en ampères. Si, par exemple, l'appareil à alimenter doit consommer 0,1 A sous 9 V la valeur de R est $9/0,1 = 90 \Omega$ et ce sera une résistance de 0,9 W, pratiquement 1 W ou même 2 W par mesure de sécurité. Une résistance bobinée est recommandée.

Nous allons décrire maintenant quelques oscillateurs BF à transistors simples et faciles à réaliser, utilisant du matériel français de La Radiotechnique.



Oscillateur BF simple.

Ce montage est réalisable d'après le schéma de la figure 6. Il est inspiré de son homologue à lampe dans lequel le couplage s'effectue entre les bobines de grille et de plaque. Avec un transistor on trouve une bobine L_1 accordée par C_1 dans le circuit de collecteur. La bobine d'entretien des oscillations est L_2 dans le circuit de base. Il y a deux réglages. R_2 règle la tension appliquée à la base, ce potentiomètre étant monté entre le + et le - de la batterie de 6 V. Le second réglage R_1 modifie l'impédance du circuit de base composée de C_k , R_1 et L_2 .

L'oscillateur est à émetteur commun, l'émetteur étant polarisé par R_e shuntée par C_3 .

Le signal de sortie est prélevé entre masse et le collecteur avec C_2 comme isolateur. Pour obtenir l'oscillation correcte permettant au signal de prendre une forme sinusoïdale il suffit de rechercher la meilleure rétroaction en réglant R_1 , on effectuera ce réglage en examinant la tension de sortie à l'aide d'un oscilloscope cathodique.

On réalisera le branchement de cet appareil de mesure de la manière suivante : la sortie de l'oscillateur sera reliée aux bornes « entrée amplificateur vertical » de l'oscilloscope. La synchronisation de l'oscilloscope sera en position « synchro intérieure » ce qui aura pour effet de synchroniser la base de temps par le signal étudié.

La base de temps sera réglée sur une fréquence f_b 3 à 5 fois plus faible que la fréquence f_o de l'oscillateur de façon que

l'on obtienne sur l'écran un oscillogramme à plusieurs branches de sinusoïde.

Pour l'examen de ces branches on portera son attention sur les sommets surtout. Ils devront avoir la forme caractéristique, ni trop pointus ni trop arrondis et les deux alternances devront être symétriques.

Voici les valeurs des éléments de l'oscillateur sinusoïdal de la figure 4, réalisé par La Radiotechnique et oscillant sur 1.000 Hz environ : $R_1 = 30 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_e = 200 \Omega$, R_1 et R_2 sont des potentiomètres. $C_1 = 27.500 \text{ pF}$, $C_2 = 50.000 \text{ pF}$ papier, $C_3 = 10 \mu\text{F}$ 6 V électrochimique, $C_k = 50.000 \text{ pF}$ papier.

On utilisera obligatoirement le transistor Radiotechnique OC76 ou OC74 ou encore le OC80.

Pour la réalisation du transformateur (effectuée par un spécialiste) on utilisera un noyau ferroxcube E 12,7 — 6,6/3,3 — FXC3A (Transco) sur lequel on bobinera d'abord L_1 et ensuite L_2 .

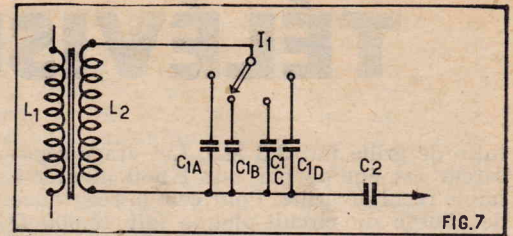
L_2 : 200 spires fil 0,1 mm cuivre émaillé. Pour répondre d'avance aux demandes de modifications de ce montage, voici ce qui est possible d'essayer sans risque d'endommager le matériel et avec quelques chances de succès :

1° Modification de la fréquence d'oscillation. Il est évident que celle-ci dépend du circuit accordé L_1 , C_1 mais comme le rapport du nombre des spires de L_1 et L_2 doit être conservé pour que l'oscillation s'effectue dans de bonnes conditions au point de vue du fonctionnement du transistor et de la forme du signal, on ne peut pas modifier L_1 sans modifier aussi L_2 ce qui est compliqué.

On pourra essayer plusieurs valeurs de C_1 autres que 27.500 pF correspondant à $f = 1.000 \text{ Hz}$.

En raison de la faible valeur des capacités parasites devant 27.500 pF, on peut considérer que C_1 constitue à peu de chose près la capacité d'accord pour 1.000 Hz.

Pour d'autres fréquences il suffira de modifier C_1 suivant la loi déduite de la formule de Thomson appliquée à deux fréquences, l'une $f = 1.000 \text{ Hz}$ et l'autre f_o .



On aura :

$$1.000 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_o}}$$

C_o étant la capacité correspondant à f_o . En divisant membre par membre et en élevant au carré on trouve :

$$\frac{1.000.000}{f_o^2} = \frac{C_o}{C_1}$$

$$\text{d'où } C_o = \frac{1.000.000 C_1}{f_o^2}$$

Ainsi, si $f_o = 500 \text{ Hz}$, $f_o^2 = 250.000$ et $C_o = 4 C_1$, c'est-à-dire 110.000 pF.

Si, au contraire, on désire obtenir un signal à fréquence plus élevée, par exemple $f_o = 2.000 \text{ Hz}$, deux fois la valeur actuelle, la capacité C_1 sera 4 fois plus petite que 27.500 pF.

En général, des oscillateurs sinusoïdaux réalisés avec un transformateur et d'après le montage de la figure 6, sont prévus pour une seule fréquence mais dans une gamme peu étendue de part et d'autre de 1.000 Hz il est possible d'obtenir encore des signaux corrects ;

2° Commutation. On peut, après avoir réussi à obtenir des signaux de fréquences voisines de 1.000 Hz, disposer un commutateur à plusieurs positions mettant en circuit des capacités C_1 de diverses valeurs. La figure 7 montre comment monter ce commutateur avec 4 capacités par exemple : C_{1a} , C_{1b} , C_{1c} et C_{1d} .

Générateur sinusoïdal RC

Il est peu commode de se procurer un bobinage spécial aussi il est possible de supprimer tout bobinage dans l'oscillateur RC de la figure 8 ne comportant, comme son nom l'indique, que des résistances et des capacités.

Ceux qui sont au courant des montages RC oscillateurs à lampes reconnaîtront immédiatement la ligne de réaction composée d'un élément RC série (R_9 et C_3) et un élément RC parallèle (R_{11} et C_2) organes essentiels de montage.

Ce générateur à deux transistors est un amplificateur à deux étages avec une ligne de réaction donnant un taux de réaction supérieur à 1.

Comme l'amplificateur possède deux étages, son gain de courant sera suffisamment élevé pour compenser l'atténuation introduite par la ligne de réaction à éléments RC.

Un calcul que nous ne reproduirons pas ici montre que le gain de courant de l'amplificateur doit être supérieur à 4,8 fois.

Avec les valeurs des éléments que nous donnerons plus loin on obtient un signal à 2,5 kHz.

Outre la réaction, ce montage comporte des dispositifs de contre-réaction par R_8 et R_3 cette dernière n'étant découplée que partiellement.

La tension de sortie peut être prélevée aux bornes de R_7 ou de R_8 , c'est-à-dire à la sortie par collecteur ou par émetteur du transistor Q_2 . Ces deux sorties sont indiquées sur le schéma.

Les valeurs des éléments de cet oscillateur sont :

$R_1 = 27 \text{ k}\Omega$, $R_2 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 1 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 39 \text{ k}\Omega$, $R_6 = 10 \text{ k}\Omega$, $R_7 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_8 = 3,3 \text{ k}\Omega$, $R_9 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_{10} = 4,7 \text{ k}\Omega$.

$C_1 = 1 \mu\text{F}$, $C_2 = 10.000 \text{ pF}$, $C_3 = 10.000 \text{ pF}$, $C_4 = 8 \mu\text{F}$, $C_5 = C_6 = 0,1 \mu\text{F}$, tous au papier sauf C_4 .

$Q_1 = Q_2 = \text{OC71 ou OC75}$. Ce montage étudié par La Radiotechnique doit utiliser les transistors indiqués plus haut de cette marque.

(Suite page 49.)

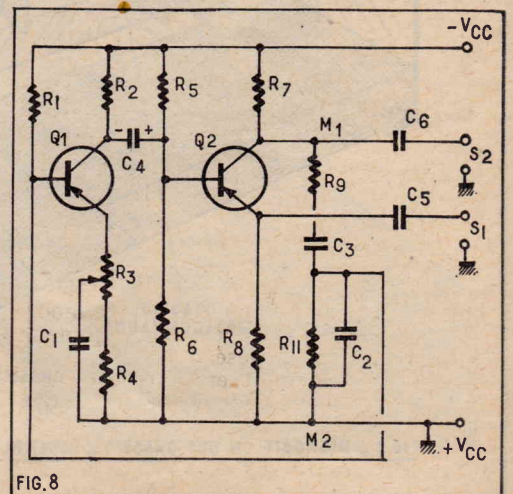


FIG. 8

en service, c'est la position normale de fonctionnement avec comparateur. La tension de balayage est prise sur la résistance de charge plaque de la section pentode 6U8. L'écran de cette pentode est alimenté à l'aide d'une résistance de 32.000 Ω découplée par 50 nF. Le condensateur de 500 pF et la 100.000 Ω en série placés entre la plaque et la masse servent à parfaire la forme de la dent de scie.

La tension de balayage est amplifiée par une EL136. Le système de liaison contient un condensateur de 10 nF, une résistance de fuite de 1 M Ω et une de blocage de 1.000 Ω . La grille écran est alimentée à l'aide d'une résistance de 3.300 Ω découplée par 150 pF. Dans le circuit-plaque de cette lampe de puissance se trouve le transformateur d'adaptation des bobines de déviation horizontale. Entre ce circuit-plaque et le circuit-grille on a prévu un circuit de correction par contre-réaction qui contient notamment un potentiomètre de réglage d'amplitude (1 M Ω) et une résistance VDR qui assure la stabilisation de l'amplitude du balayage horizontal.

Le transformateur de ligne produit également la THT de 16.000 V pour l'alimentation des anodes 2 et 4 du tube. Cette THT est redressée par une valve EY86. La diode de récupération est une EY88. L'anode 1 du tube est alimentée par la tension gonflée de 803 V fournie également par ce transformateur. Sur cette tension gonflée on prend également celle d'alimentation de l'anode 4 de concentration. Le réglage de cette concentration se fait à l'aide d'un potentiomètre de 1 M Ω . La luminosité se règle en faisant varier la tension du whenelt à l'aide d'un potentiomètre de 1 M Ω en série avec une 470.000 Ω . Ce pont contient côté masse un interrupteur solidaire de l'interrupteur général qui évite lors de l'arrêt le point lumineux sur l'écran du tube. Une section du sélecteur d'utilisation permet de couper l'alimentation du whenelt et ainsi d'éteindre le tube en positions 2 et 3 et en position 4 de remplacer le réglage de luminosité par un autre identique contenu dans le boîtier de télécommande.

L'alimentation.

L'alimentation utilise un transformateur comportant un secondaire HT, et trois secondaires de chauffage 6,3 V, un pour le tube image, le second pour la platine précablée et le troisième pour l'ampli BF et les bases de temps. Ce secondaire est équilibré par rapport à la cathode de la EL84 à l'aide d'un potentiomètre de 250 Ω .

La HT est redressée par deux redresseurs secs 5E4 montés en doubleurs de tension avec deux condensateurs électrochimiques de 100 μ F. Cette HT est filtrée par une self en série avec une résistance de 1,5 Ω et un condensateur électrochimique de 100 μ F. La résistance de 1,5 Ω sert à prélever la tension de cadrage verticale. A la sortie de la cellule de filtrage, on obtient une tension HT1 de 228 V qui sert à l'alimentation du dispositif de contrôle de luminosité et de la EL86. Nous voyons ensuite : une section du sélecteur d'utilisation qui donne en positions 1 et 4 une HT1 A de 228 V servant à l'alimentation de la EL136, puis le comparateur de phase, puis après une cellule de filtrage constituée par une 470 Ω et un condensateur de 100 μ F, une HT3 de 208 V qui alimente la EL36, enfin, après une cellule de filtrage constituée par une résistance de 4.700 Ω , une HT4 qui alimente le multivibrateur ligne. En positions 2 et 3 ces alimentations sont remplacées et une résistance de 2.200 Ω 60 W assure la même consommation de manière à éviter la variation des autres tensions.

Après une cellule composée d'une 330 Ω et d'un condensateur de 50 μ F on obtient une HT2 de 195 V qui sert à alimenter la platine précablée. Une autre cellule

composée d'une résistance de 1.000 Ω et d'un condensateur de 50 μ F délivre une HT3 de 200 V qui sert à alimenter la EL84 de l'ampli BF. Nous avons déjà vu le pont qui procure la HT6. Enfin après une cellule formée d'une 15.000 Ω et d'un condensateur de 50 μ F, on obtient une HT7 de 190 V qui sert à alimenter les étages préamplificateurs de l'ampli BF.

Dans le circuit primaire du transfo d'alimentation nous trouvons encore une section du sélecteur d'utilisation qui permet de substituer à l'interrupteur général du téléviseur, celui contenu dans le boîtier de télécommande.

Réalisation pratique.

Le montage s'exécute sur deux châssis qui se montent ensuite sur le bâti principal comme le montre la figure 2. A noter que les deux faces latérales du bâti forment les baffles des deux HP, la face avant laissant apparaître l'écran du tube cathodique.

Le détail du châssis 1 est donné par les plans (fig. 3 et 4). Ce châssis supporte la platine précablée, l'ampli BF son, le transfo de HP, la self de filtre. Les potentiomètres « contraste », « lumière », le « sélecteur d'utilisation », le potentiomètre « volume son » et les potentiomètres de dosages « graves » et « aiguës ». Sur ce châssis est aussi fixé un étrier métallique qui supporte la prise pour le boîtier de télécommande et les jacks PU et « magnéphone ».

Le détail du châssis 2 est donné par les plans (fig. 5 et 6). Vous voyez qu'il supporte les bases de temps et l'alimentation.

Il faut tout d'abord disposer les différentes pièces sur ces châssis, puis exécuter le câblage. On procédera selon l'ordre que nous indiquons habituellement. En premier lieu on exécute les liaisons au châssis. On réalisera ensuite les lignes d'alimentation des filaments, puis les différentes connexions y compris les fils blindés dont la gaine qui sera soudée au châssis. On termine par la pose des résistances et condensateurs. Nous supposons que ceux de nos lecteurs qui entreprendront cette réalisation sont suffisamment expérimentés pour suivre les plans de câblage sans que nous ayons à détailler toutes les opérations. Pour éviter toute erreur il suffit de cocher sur les plans chaque élément aussitôt après l'avoir mis en place. Nous vous conseillons de faire de bonnes soudures et de respecter la disposition que nous indiquons et vous serez assurés du bon fonctionnement final. Lorsque les deux châssis sont complètement câblés et soigneusement vérifiés, on les monte sur le bâti principal et on effectue les raccordements indiqués. La figure 7 montre le branchement du bloc de déviation.

Mise au point.

Les lampes sont sur leurs supports et le tube image en place. Sur le col de ce dernier on enfle le dispositif de cadrage. On ne met pas immédiatement le support du tube sur le culot et on règle les potentiomètres à mi-course. Après avoir vérifié la position du cavalier fusible du transfo d'alimentation, on met le téléviseur sous tension. On peut alors vérifier les tensions aux différents points du montage et s'assurer qu'elles correspondent à celles indiquées sur le schéma. On vérifie également la T.H.T. Pour cela on approche pendant un

(Suite page 49.)

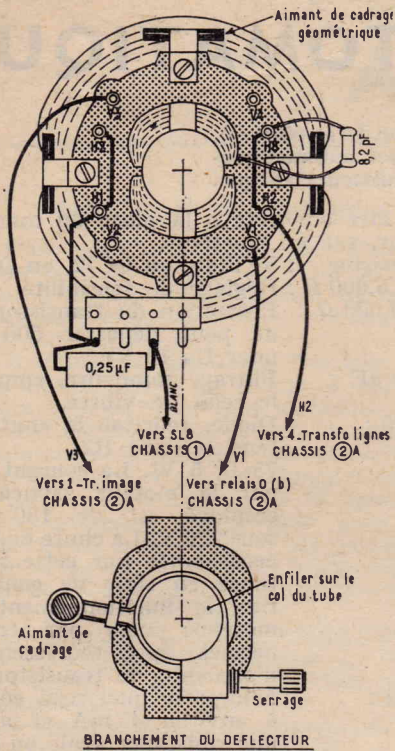


FIG. 7

Examinons tout d'abord le comparateur.

La première lampe est une EF80 utilisée en triode et montée en déphaseuse. Vous voyez une résistance de charge cathode de 4.700 Ω et une de charge plaque de même valeur. Les impulsions venant de la séparatrice sont appliquées à sa grille par un condensateur de 22 pF et une résistance de fuite de 4,7 M Ω . Ces tops se retrouvent égaux et déphasés de 180° sur la plaque et sur la cathode de la EF80. Celui qui est pris sur la plaque est appliqué à la plaque d'une diode d'une 6AL5 et celui qui est pris sur la cathode est appliqué sur la cathode de l'autre diode 6AL5. D'autre part, sur un enroulement du transfo ligne, on prend la tension en dents de scie de fréquence ligne et on l'applique à la plaque et à la cathode des diodes par un circuit de constante de temps formé d'une 33.000 Ω en série avec un 4,7 nF et une 22.000 Ω shuntée par 3,3 nF. La composition des impulsions déphasées et de la tension en dents de scie fait qu'au moment du synchronisme, le point de jonction des résistances de 100.000 Ω a et b se trouve à un potentiel nul par rapport à la masse. Si la fréquence du balayage ligne varie pour devenir plus grande ou plus petite que la valeur de synchronisme, il apparaît en ce point une tension, négative ou positive, qui est utilisée pour verrouiller la base de temps ligne.

Cette base de temps est un multivibrateur à couplage cathodique équipé avec une 6U8. La fréquence de ce multivibrateur est réglée par un potentiomètre de 250.000 Ω . Dans le circuit cathode est placée une self shuntée par une résistance de 2.200 Ω et un condensateur de 60 nF, lequel a pour rôle de stabiliser les oscillations libres du multivibrateur. Vous pouvez remarquer un commutateur à deux sections, trois positions. La position 1 relie directement la grille de commande du multivibrateur à la sortie de la séparatrice. Le comparateur est alors hors service et la synchronisation se fait « ligne à ligne ». La self de stabilisation est court-circuitée. Elle l'est également en position deux où le comparateur est mis en service. Cette position sert au réglage du comparateur. Enfin en position trois, le comparateur et la self de stabilisation sont tous deux

DEVIS DU MONTAGE DÉCRIT CI-CONTRE
adressé sur demande aux

E^{ts} GAILLARD

21, rue Charles-Lecocq, PARIS-XV^e

Documentation générale n° 5 très détaillée
contre 2 NF en timbres.

(Voir publicité page ci-contre.)

PRIX INDICQUÉS EN NF

PENSEZ AUX VACANCES !

DEUX POSTES A TRANSISTORS DE CLASSE

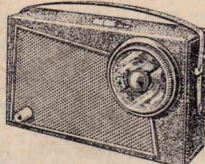
● **MINIMAB** ●



140 x 75 x 40 mm

6 transistors + diode.
2 gammes PO-GO. HP
7 cm. Prise pour écouteur. Circuit imprimé.
Coffret en matière plastique 2 tons. Ensemble COMPLET, en pièces détachées.... **83.60**
Le jeu de transistors. Prix..... **45.50**
COMPLET, en ordre de marche.... **158.50**

● **TOURBILLON** ●



Dim. : 250 x 150 x 90.

EN ORDRE DE MARCHÉ **179.00**

Belle présentation façon cuir, 6 transistors + 1 diode. Haut-parleur spécial à grand rendement. Clavier 3 touches PO-GO-ANT. Véritable antenne voiture avec commutation. Cadre incorporé. En pièces détachées, pris en une fois. Prix..... **150.00**

● **TABLES DE TÉLÉVISION** ●

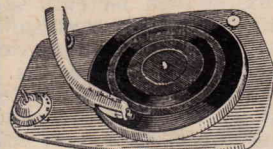
Modèles pour 49 et 59/114° aux mêmes prix.



43 cm : 49 x 61 x 75
54 cm : 75 x 59 x 67

Gainage en plastique
4 coloris unis havane, vert, rouge, jaune au choix.
43 cm. **57.00**
54 cm. **65.00**
[Même modèle mais entièrement verni : noyer ou palissandre
43 cm. **63.00**
54 cm. **72.00**

● **PLATINES TOURNE-DISQUES** ●



4 vitesses 16, 33, 45, 78 tours
110-220 volts
50 périodes
ARRÊT AUTOMATIQUE

Philips, **74.50** - Radiohm, **68.00**
Radiohm Stéréo..... **88.50**
PATHÉ MARCONI - Nouveaux modèles 1961
Mélodyne 520 IZ, **78.00**. Mélodyne stéréo 530 IZ, **81.00**
Mélodyne changeur Stéréo 320 IZ, **140.00**
Mélodyne - Type Professionnel n° 999
Equipement HI-FI..... **299.00**
Mélodyne pour T.-D. à transistors, **95.00**

● **AUTO-TRANSFO** ●



220-110 V RÉVERSIBLES
80 VA..... **12.60**
100 VA..... **14.50**
200 VA..... **24.00**
300 VA..... **34.50**
500 VA..... **41.00**
Autres valeurs : nous consulter.

APPAREILS DE MESURE

MÉTRIX 460..... **124.00**
Housse cuir..... **17.50**
CENTRAD 715... **148.50**
VOC miniature... **46.50**
Housse..... **17.50**
POUR TOUS LES AUTRES MODÈLES, NOUS CONSULTER



TAXE 2,83 %. PORT ET EMBALLAGE EN SUS.

Mobel 35, rue d'Alsace, PARIS-X^e
Tél. : NORD 88-25, 83-21

RADIO-TÉLÉVISION, LA BOUTIQUE JAUNE en haut des marches.
Métro : Gares de l'Est et du Nord. C.C.P. 3236-25 Paris.

BON R.-P. 4-61
Veuillez m'adresser votre CATALOGUE GÉNÉRAL 1961, 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

MANIPULATEUR AUTOMATIQUE

Pour apprendre à lire au son (très efficace), pour passer indicatif et appel automatiquement en parallèle sur un manipulateur classique.

Principe.

Deux petits « tâteurs » (t, fig. 1) en corde à piano 5/10, distants à leur extrémité de 1 à 2 mm, frottent sur un disque en papier fort, posé sur un plateau lequel est entraîné à raison de 2 tr/mn par un moteur S.A.P.M.I. à réducteur.

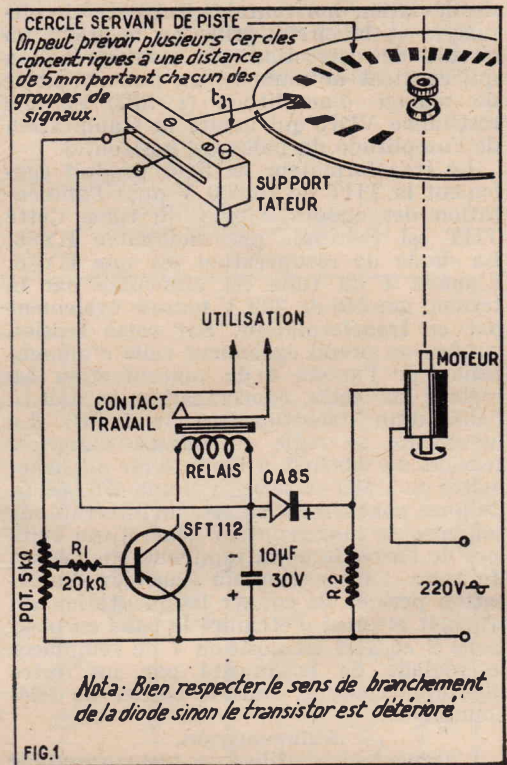


FIG.1

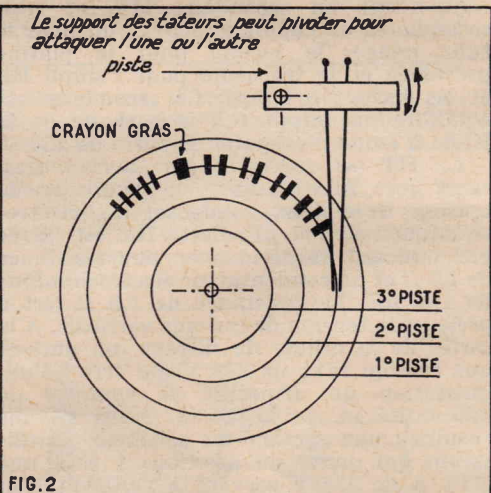


FIG.2

Sur le cercle (fig. 2) avec lequel les « tâteurs » sont mis en contact ou dessinés, avec un crayon très gras et sur une largeur de 3 à 4 mm certaines lettres de l'alphabet Morse choisies à l'avance (sur un cercle de 75 mm, de rayon il tient de 16 à 20 lettres, c'est-à-dire que 32 à 40 lettres défilent en une minute).

La couche de crayon étant relativement conductrice laisse passer un certain courant entre les tâteurs, courant que l'on amplifie par un transistor débitant dans un relais lequel, par son contact « travail » peut, soit commander un oscillateur BF,

soit être connecté à la place du manipulateur, sur un émetteur.

Transistor : SFT112, ou OC72, ou OC7

Pot. 5.000 Ω : Réglage de sensibilité.

R 20.000 Ω : Protection du transistor (il ne peut dépasser 500 Ω pour U_a 10 V).

C 10 μF : Filtrage sommaire, empêche le relai de vibrer.

OA85 : Diode, redresse la chute de tension dans R2.

R2 : 75 Ω, 5 W. Le courant par le moteur asynchrone employé est de 130 mA sous 220 V. La chute de 10 V occasionnée par cette résistance en série ne gêne rien le fonctionnement du moteur; mais par contre permet, après redressement d'alimenter le transistor.

Relai : N'importe quel relai colla à environ 4 mA et ayant une résistance égale ou inférieure à 2.500 Ω.

Moteur : Comme moteur d'entraînement du disque, nous avons employé un Asynchrone 200 avec réducteur 2 tr/mn. Sur son axe est fixé un plateau en aluminium de 90 mm de rayon sur lequel est posé le disque papier, fixé au centre par bouton moleté.

On peut prévoir n'importe quels moteurs, vitesse, diamètre de disque. Le principe reste le même et c'est au constructeur de voir ce qu'il peut faire avec les moyens dont il dispose.

Les supports de moteur sont en plexiglas.

M. P.

Une paravitamine rend la vie et la couleur aux cheveux gris

Les travaux d'experts cosmétologistes viennent de permettre d'identifier la paravitamine complexe FB2, qui possède une propriété conceptionnelle de restituer aux cheveux gris leur teinte naturelle. Cette découverte est appelée à bouleverser complètement le marché des teintures, car, en quelques jours, une chevelure grise - même si elle a été teinte durant de nombreuses années - revit et reprend graduellement sa teinte naturelle et la conserve.

Ce résultat est tout naturel, car les observations scientifiques les plus récentes démontrent que la paravitamine FB2 est le facteur de pigmentation de la chevelure. Nos lecteurs et lectrices qui désirent recevoir plus de détails peuvent écrire au Comptoir des Produits d'Hygiène et Beauté (rayon E 719), bd de Strasbourg, 37, Paris ou 70, rue de la Réforme, Bruxelles.

Un très intéressant exposé sur cette découverte leur sera adressé gratuitement

(Communiqué.)

AMPLI SEMI-TRANSISTORISÉ

pour pick-up piézo-électrique et à réluctance variable

On sait que les pick-ups à réluctance variable procurent une fidélité de reproduction bien supérieure à celles des autres modèles. En contrepartie la tension BF qu'ils fournissent est assez faible : de l'ordre de 10 mV. Ils ne peuvent donc attaquer directement un amplificateur, c'est-à-dire être branché sur la même prise qu'un pick-up piézo-électrique par exemple. Il faut prévoir une amplification supplémentaire fournie par un ou plusieurs étages qui constituent ce qu'on appelle le préamplificateur pour PU magnétique.

L'appareil que nous présentons ici étant susceptible d'être attaqué par une tête de lecture de cette sorte est donc formé d'un amplificateur et d'un préamplificateur. A l'entrée de l'amplificateur on peut brancher un pick-up piézo-électrique. Si on veut employer un pick-up à réluctance variable afin de bénéficier de ces qualités de reproduction on branche ce dernier à l'entrée du préamplificateur dont la sortie est connectée à l'entrée de l'amplificateur proprement dit.

L'innovation intéressante présentée par le montage que nous allons décrire, est que le préamplificateur est équipé avec des transistors. L'amplificateur utilisant des tubes à vide nous sommes donc en présence d'un appareil mixte ou comme on dit : semi-transistorisé. L'emploi de transistors sur le préamplificateur présente de nombreux avantages. En premier lieu on peut signaler une notable économie du côté alimentation. En effet, les transistors ont une consommation très faible comparé aux lampes surtout si on songe qu'ils ne possèdent pas comme celles-ci de filament dont le chauffage consomme en pure perte une puissance assez importante. D'autre part, avec un amplificateur à lampes ayant un gain global élevé, comme c'est le cas ici, il est très difficile d'éliminer les ronflements à 50 périodes. En effet, la moindre tension de ronflement sur les premiers étages subit l'amplification des étages successifs et se retrouve donc à la sortie avec une amplitude suffisante pour perturber la reproduction. Cette tension de ronflement peut avoir différentes sources dont les plus fréquentes sont l'induction entre filament et cathode, et l'ondulation du courant HT. Avec les transistors la première cause n'est pas à redouter. Reste la seconde. Elle est extrêmement atténuée car, bien que l'alimentation du préampli soit obtenue à partir de l'alimentation secteur générale, la tension continue est réduite à 17 V. La composante ondulée l'est donc dans les mêmes proportions. Si le filtrage est soigné on comprend que dans ces conditions la tension de ronflement est absolument négligeable. Il ressort de ces rapides considérations que l'emploi de transistors sur un préamplificateur est tout indiqué.

Le schéma (fig. 1).

a) L'amplificateur à lampes. Nous pensons qu'il est logique de commencer l'examen du schéma par l'amplificateur à lampes et de voir ensuite le préamplificateur qui constitue en quelque sorte un complément.

Cet amplificateur possède trois étages : deux d'amplification en tension équipés par une double triode ECC83 et un de puissance équipé par une EL84. La puissance

de sortie est donc de l'ordre de 4 W. L'attaque de la triode d'entrée se fait à l'aide d'un potentiomètre de volume de 1 M Ω aux bornes duquel se branche le pick-up piézo-électrique. Cette triode est polarisée par une résistance de cathode de 1.500 Ω découplée par un 0,1 μ F. Cette valeur est relativement faible pour le rôle que joue ce condensateur.

Elle procure un effet de contre-réaction d'intensité d'autant plus important que les fréquences du courant à amplifier sont basses. La charge plaque est une résistance

de 100.000 Ω . Entre cette résistance la ligne HT se trouve insérée une cellule découplage formée d'une résistance 33.000 Ω et d'un condensateur de 50 μ F.

La plaque de la première triode est reliée au dispositif de dosage graves et aiguës par un condensateur de 40 nF. Le contrôle de tonalité est du type classique à deux branches. La branche aiguës est formée d'un condensateur de 2 nF, d'un potentiomètre de 500.000 Ω et d'un condensateur de 20 nF aboutissant à la masse. La branche graves est constituée par une résistance de 47.000 Ω .

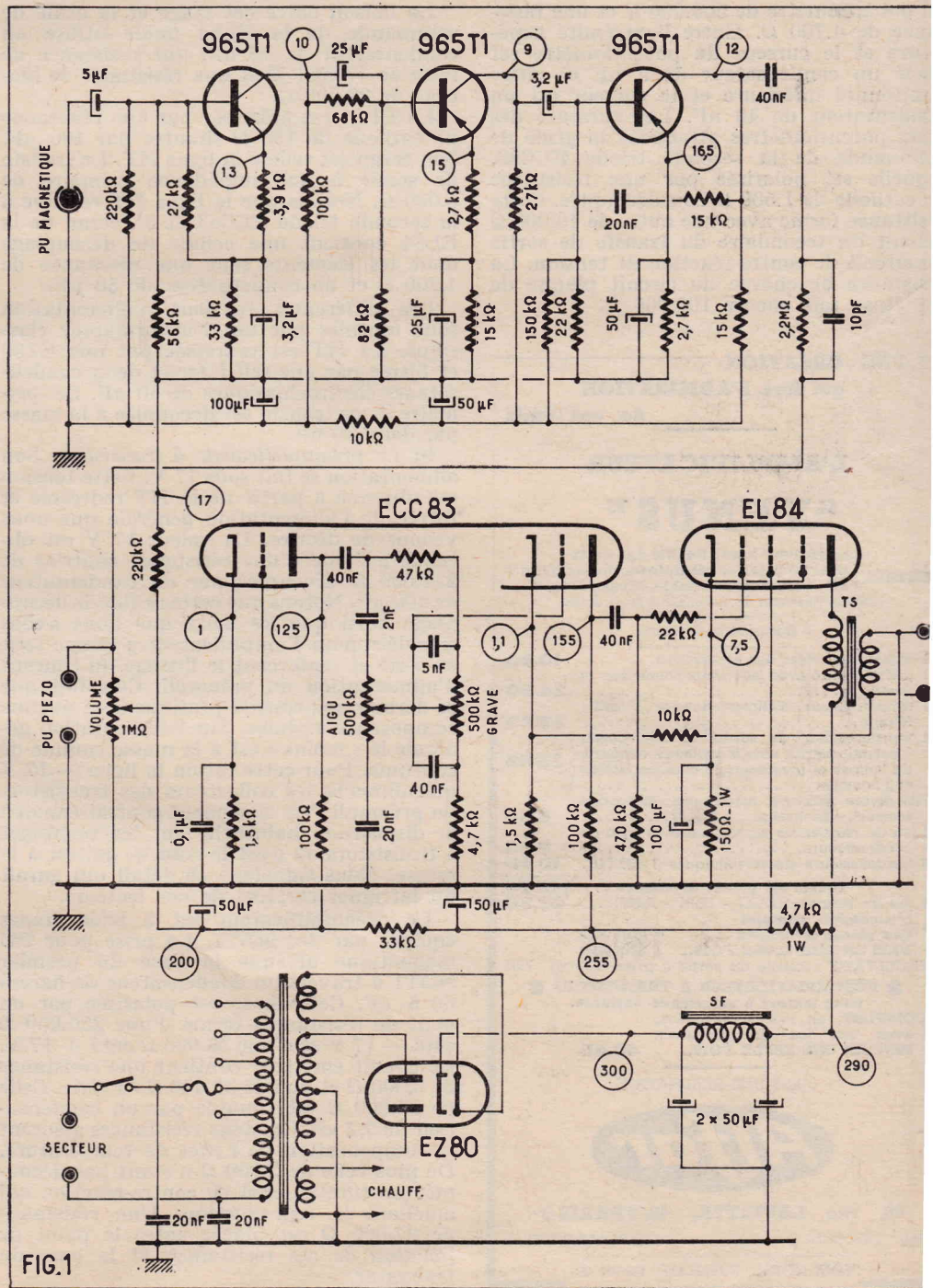


FIG.1

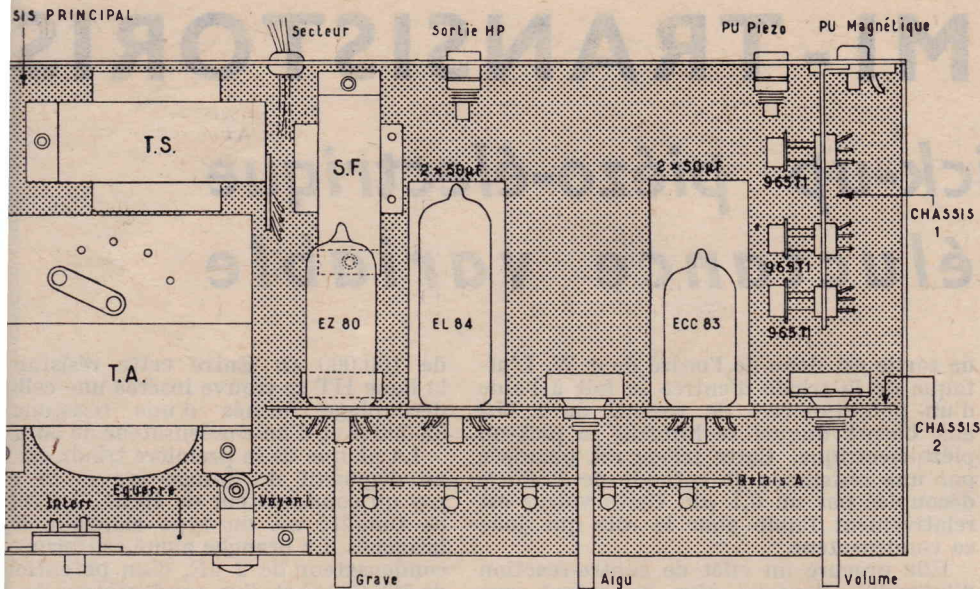


FIGURE 2 - ASSEMBLAGE DES CHASSIS - DISPOSITION DES ELEMENTS

potentiomètre de 500.000 Ω et une résistance de 4.700 Ω . Entre l'extrémité supérieure et le curseur du potentiomètre est placé un condensateur de 5 nF et entre l'extrémité inférieure et le curseur est un condensateur de 40 nF. Les curseurs des potentiomètres attaquent la grille de commande de la seconde triode ECC83, elle est polarisée par une résistance cathode de 1.500 Ω non découplée. Cette résistance forme avec une autre de 10.000 Ω le pont de contre-réaction de tension. La tension de charge du circuit plaque de cet étage fait encore 100.000 Ω .

La liaison entre cet étage et la grille de commande de la EL84 finale utilise un condensateur de 40 nF, une résistance de fuite de 470.000 Ω et une résistance de blocage de 22.000 Ω .

La EL84 est polarisée par une résistance de cathode de 150 Ω shuntée par 100 μ F. Son écran est relié à la ligne HT. Le transformateur de sortie à une impédance primaire de 5.000 Ω . Notons que la ligne HT relative à la seconde triode ECC83 et à l'écran de la EL84 contient une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 4.700 Ω et un condensateur de 50 μ F.

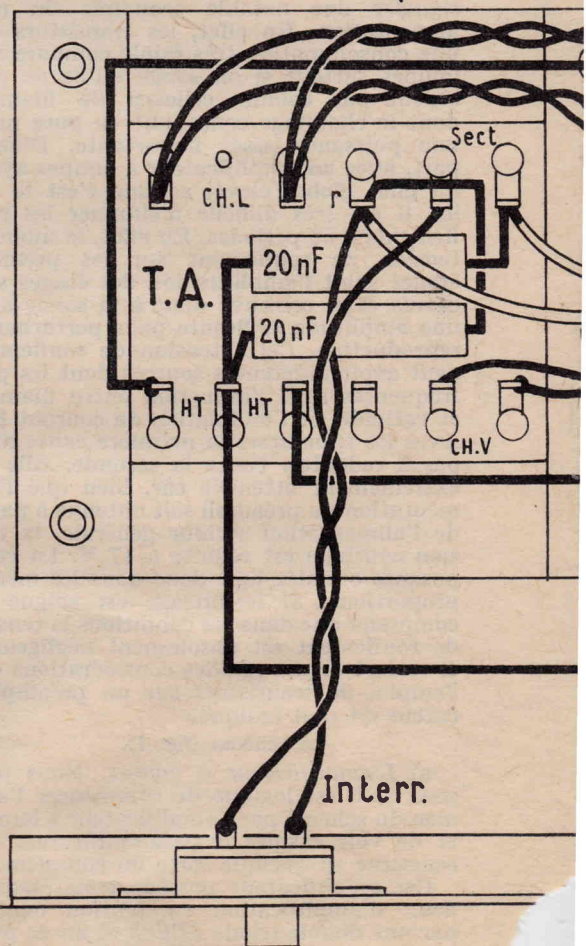
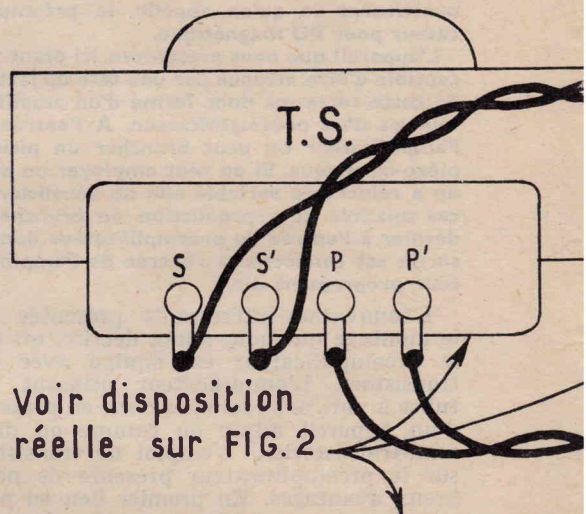
Les différentes tensions d'alimentation sont fournies par un transformateur classique. La HT est redressée par une EZ80 et filtrée par une self à fer et deux condensateurs électrochimiques de 50 μ F. Le primaire de ce transformateur est découplé à la masse par deux 20 nF.

b) Le préamplificateur à transistors. Son alimentation se fait sous 17 V. Cette tension est obtenue à partir de la HT redressée et filtrée de l'alimentation générale que nous venons de décrire. La valeur 17 V est obtenue à l'aide d'une résistance chutrice de 220.000 Ω découplée par un condensateur de 100 μ F. Notons que cette cellule de découplage ainsi que les deux que nous avons signalées pour l'amplificateur à lampe sont en série et renforcent le filtrage du courant d'alimentation du préampli. Cela fait que ce dernier ne présente pratiquement aucune composante ondulée. Sur l'alimentation générale le « moins » est à la masse comme de coutume. Pour cette raison la ligne - 17 V qui alimente les collecteurs des transistors du préampli l'est également contrairement à la disposition habituelle sur les montages à transistors où c'est le côté + qui est à la masse. Nous signalons ce détail qui aurait pu intriguer certains de nos lecteurs.

Le préamplificateur est à trois étages équipés par des 965T1. La prise pour PU magnétique attaque la base du premier 965T1 à travers un condensateur de liaison de 5 μ F. Cette base est polarisée par un pont de résistances formé d'une 220.000 Ω côté - 17 V et d'une 56.000 Ω côté + 17 V. Le circuit émetteur contient une résistance de 3.900 Ω et une de 33.000 Ω en série. Celle de 33.000 Ω est shuntée par un condensateur de 3,2 μ F. Ces deux résistances assurent la compensation de l'effet de température. De plus celle de 3.900 Ω n'étant pas découplée procure un effet de contre-réaction qui améliore la reproduction. Une résistance de 27.000 Ω est placée entre le point de jonction de ces résistances et la base du transistor.

Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 100.000 Ω . La liaison entre ce circuit collecteur et la base du second transistor 965 T1 se fait par un condensateur de 25 μ F shunté par une résistance de 68.000 Ω . Cette résistance forme avec une 82.000 Ω qui va à la ligne + 17 V le pont de polarisation de base du transistor. En somme, cette polarisation n'est pas prise entre - et + 17 V mais entre la tension collecteur du premier transistor et la ligne + 17 V. Cette disposition procure en plus une liaison directe entre les deux étages qui améliore la transmission des fréquences extrêmes du spectre sonore.

Dans le circuit émetteur du second 965T1 nous voyons une résistance de 2.700 Ω en série avec une 15.000 Ω cette dernière étant découplée par un condensateur de 25 μ F. Ces résistances tout comme pour le premier étage procurent la stabilisation de l'effet de température et la 2.700 Ω introduit une contre-réaction. La charge du circuit collec-



UNE CRÉATION
qui fera L'ADMIRATION
de vos amis

L'AMPLIFICATEUR "VENUS"

Amplificateur haute fidélité 5,6 watts
LIBRE pour PU piézo ou céramique. Niveau 300 mV
PU à réluctance variable. Niveau 10 mV
Bande passante 18 à 34.000 p/s \pm 2 dB.

Description ci-contre

Chassis aux côtes des accessoires.....	10.80
offret ajouré avec face avant aluminisée et gravée.....	24.90
transformateur d'alimentation et 1 self filtrage.....	23.80
transformateur de sortie, modèle géant, potentiomètres, voyant lumineux, supports lampes et inverseurs, 8 douilles isolées et 3 boutons.....	25.55
divers (câblage, masse, etc., et cordon secteur), décolletage.....	8.50
jeu de résistances subminiature et 1 jeu de condensateurs.....	8.35
condensateurs électrochimiques 2x50 MF.....	10.90

Toutes les pièces détachées... 112.80
jeu de lampes (12AX7 - EL84 - EZ80)... 23.80

l'ensemble complet
les pièces détachées 109.30

PRIS EN UNE SEULE FOIS... 109.30

CULTATIF : transfo de sortie à prise d'écran 7.95

● RÉAMPLIFICATEUR A TRANSISTORS ●

pour lecteur à réluctance variable.

COMPLET, en pièces détachées,

avec son jeu de transistors,

PRIS EN UNE SEULE FOIS... 40.45

C'EST UNE RÉALISATION



48, rue LAFFITTE, 48, PARIS-9^e.

TELEPHONE : TRU 44-12

C.C.P. PARIS 5775-73

VOIR NOTRE PUBLICITÉ PAGE 22

teur est une résistance de 27.000 Ω . A noter qu'entre ces deux étages la ligne - 17 V est dotée d'une cellule de découplage formée d'une résistance de 10.000 Ω et d'un condensateur de 150 μ F.

Ce second étage attaque la base du troisième transistor 965T1 par un condensateur de liaison de 3,2 μ F. Le pont de polarisation de base de ce transistor est formé d'une 150.000 Ω côté - 17 V et d'une 22.000 Ω côté + 17 V. L'effet de température est compensé par une résistance de 2.700 Ω découplée par 50 μ F et placée dans le circuit émetteur. Le circuit collecteur est chargé par une 15.000 Ω . Entre collecteur et base une résistance de 15.000 Ω et un condensateur de 20 nF en série avec elle forment un circuit de contre-réaction. Le circuit collecteur de cet étage constitue la sortie du préamplificateur. Il est relié au sommet du potentiomètre de volume de

l'amplificateur à lampe par un condensateur de 40 nF en série avec un circuit correcteur constitué par une résistance de 2,2 M Ω en parallèle avec un 10 pF.

Réalisation pratique.

La disposition des différents éléments de cet amplificateur est montrée par la figure 2. L'ensemble est supporté par un châssis principal. Sur ce dernier sont montés un châssis 1 qui contient le préamplificateur à transistors et un châssis 2 sur lequel est monté l'amplificateur à lampe. Sur le châssis principal on monte également le relais A, les prises PU, les douilles de sortie HP, l'interrupteur, le voyant lumineux, le transfo d'alimentation, le transfo de sortie et la self de filtre.

Exécution de l'amplificateur à lampes.

Sur le châssis 2 (voir fig. 3), on fixe 3 supports de lampes Noval, les relais B et C,

deux condensateurs électrochimiques 2 x 50 μ F? Les potentiomètres de contrôle de tonalité de 500.000 Ω et le potentiomètre de volume de 1 M Ω .

On relie au châssis le blindage central du support EZ80. Avec du fil nu on exécute la ligne de masse qui relie ce blindage central, la cosse a du relais A, la cosse a du relais B, la cosse f du relais A, le blindage central du support ECC83. Sur ce support on réunit les broches 1, 9 et le blindage central. Avec une torsade de fil de câble on relie les broches 5 et 9 du support ECC83 aux broches 4 et 5 du support EL84. Les dernières sont réunies de la même façon aux cosses CH.L du transfo d'alimentation auxquelles sont connectées toujours par une torsade au voyant lumineux. Par un cordon blindé on relie les douilles « PU Piézoelectrique » aux extrémités du potentiomètre de volume. Le conducteur du cordon blindé est sou-

Secteur

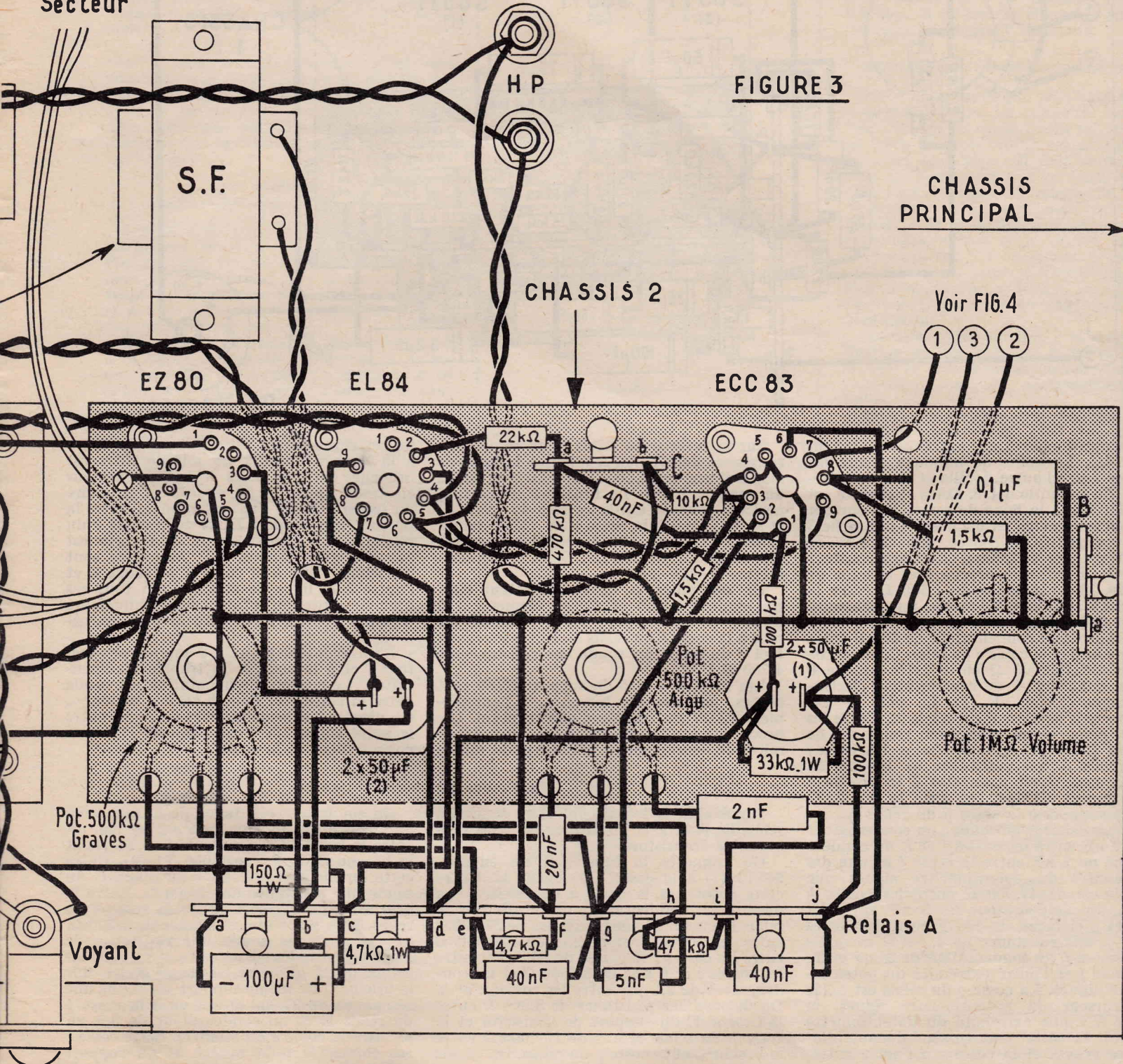


FIGURE 3

CHASSIS PRINCIPAL

CHASSIS 2

Voir FIG.4

1 3 2

EZ 80

EL 84

ECC 83

Pot. 500kΩ Graves

2 x 50 μF (2)

Pot. 500 kΩ Aigu

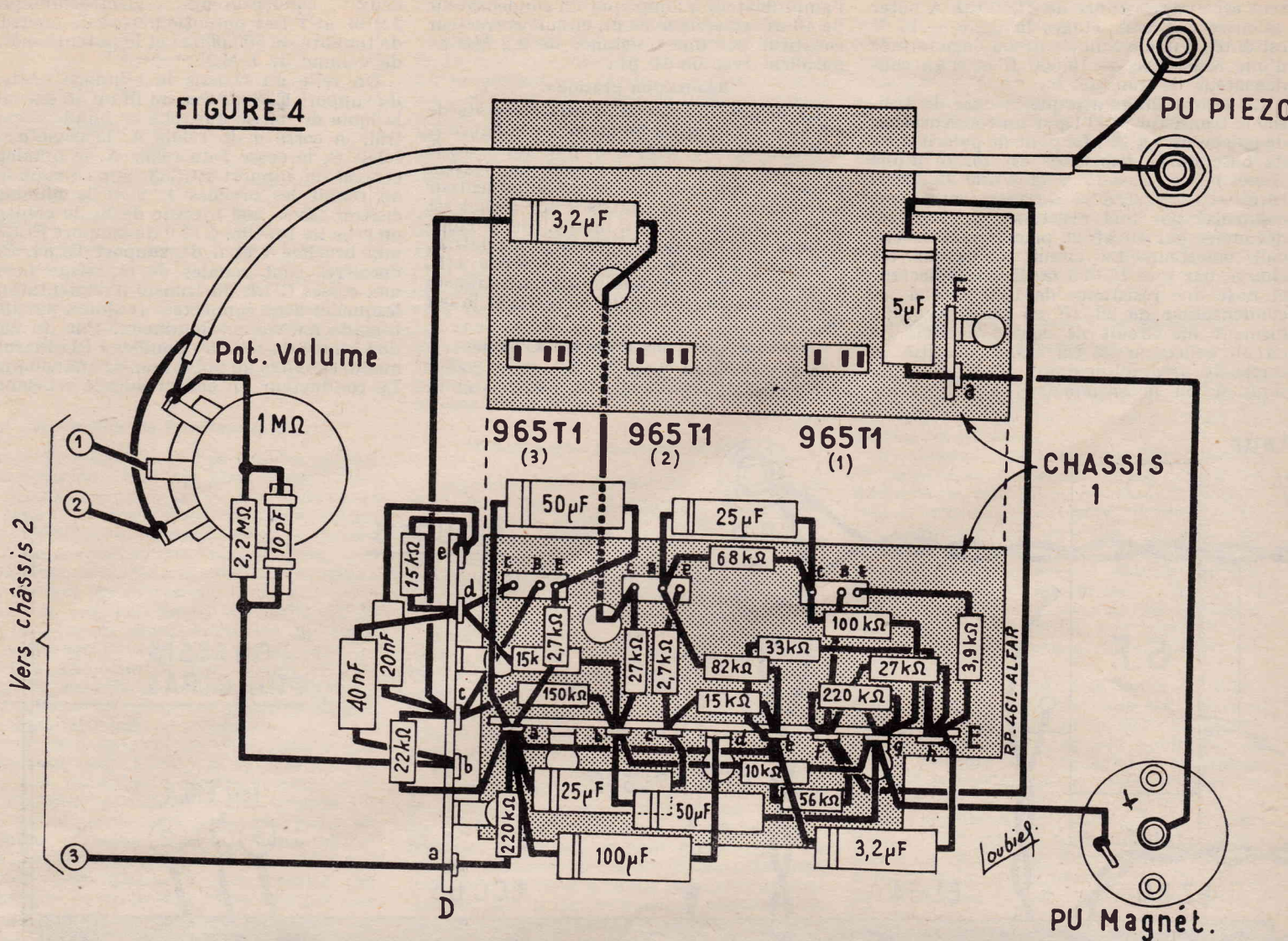
Pot. 1MΩ Volume

Relais A

Voyant

- 100 μF +

FIGURE 4



entre une douille et une extrémité du potentiomètre. La gaine de blindage assure la liaison entre l'autre douille et l'autre extrémité du potentiomètre. Cette extrémité est aussi reliée à la ligne de masse. Le curseur du potentiomètre est connecté à la broche 3 du support ECC83. Sur ce support on soude une résistance de 1.500Ω et un condensateur de $0,1 \mu F$ entre la broche 4 et la ligne de masse, une résistance de 1.500Ω entre la broche 8 et la ligne de masse, une résistance de 10.000Ω entre cette broche et la cosse b du relais C; un condensateur de $40 nF$ entre la broche 6 et la cosse a du relais C, une résistance de 100.000Ω entre cette broche 6 et un des pôles + du condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu F$ (1). Ce pôle + est connecté à la cosse d du relais A. Entre les deux pôles + on soude une résistance de 33.000Ω 1 W, et entre le second et la cosse j du relais A une résistance de 100.000Ω . Cette cosse j est connectée à la broche 2 du support ECC83. On relie la broche 7 de ce support à la cosse g du relais A.

Sur le relais A on soude : un condensateur de $40 nF$ entre les cosses i et j , un condensateur de $2 nF$ entre la cosse i et une des extrémités du potentiomètre aiguës une résistance de 47.000Ω entre les cosses h et i , un condensateur de $5 nF$ entre les cosses g et h , un de $40 nF$ entre les cosses e et g , une résistance de 4.700Ω entre les cosses e et f , un condensateur de $20 nF$ entre la cosse f et l'autre extrémité du potentiomètre aiguës. La cosse g du relais est reliée au curseur du potentiomètre aiguës, la cosse h à une extrémité du potentiomètre graves, la cosse g au curseur du potentiomètre graves et la cosse e à l'autre extrémité de ce potentiomètre.

Sur la cosse a du relais C on soude une résistance de 470.000Ω allant à la ligne de masse et une de 22.000Ω allant à la broche 2 du support EL84. La broche 3 de ce support est connectée à la cosse c du relais A, et sa broche 9 à la cosse d du même relais. Entre les cosses a et c du relais A on soude une résistance de 150Ω 1 W et un condensateur de $100 \mu F$.

Un des pôles + du condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu F$ (2) est connecté à la broche 3 du support EZ80, l'autre est relié à la cosse b du relais A. Entre les cosses b et d du relais on soude une résistance de 4.700Ω 1 W.

Les broches 4 et 5 du support EZ80 sont reliées, par des fils torsadés, à l'enroulement CH.V du transfo d'alimentation. Les broches 1 et 7 sont connectées aux extrémités de l'enroulement HT. Le point milieu

de cet enroulement est réuni par du fil nu à la ligne de masse. La self de filtre est branchée entre les pôles + du condensateur électrochimique $2 \times 50 \mu F$ (2). Le primaire du transfo de HP (TS) est branché entre la broche 7 du support EL84 et la cosse b du relais A. Le secondaire de ce transfo est branché aux douilles HP lesquelles sont branchées l'une à la cosse b du relais C et l'autre à la ligne de masse. Pour tous ces branchements on utilise des conducteurs torsadés comme le montre le plan de câblage.

L'interrupteur est relié à une cosse « secteur » et à la cosse r du transfo d'alimentation. Le cordon d'alimentation est soudé entre la cosse r et l'autre cosse « secteur ». On dispose les condensateurs de $20 nF$ entre le point milieu de l'enroulement HT, une cosse secteur et la cosse r .

Réalisation du préamplificateur.

Sur le châssis 1 (voir fig. 4) on soude les relais D, E et F et on dispose les trois supports de transistors.

On connecte la broche B du support 965T1 (1) à la cosse f du relais E. Entre cette cosse f et la cosse a du relais F on dispose un condensateur de $5 \mu F$. Sur le relais E on soude une résistance de 27.000Ω entre les cosses f et h , une de 220.000Ω entre les cosses f et g , une de 56.000Ω entre les cosses e et f , une de 33.000Ω et un condensateur de $3,2 \mu F$ entre les cosses e et h . On dispose une résistance de 3.900Ω entre la broche E du support de transistor et la cosse h du relais et une de 100.000Ω entre la broche C et la cosse g du relais. On réunit les cosses a et e du relais E.

On soude une résistance de 68.000Ω en parallèle avec un condensateur de $25 \mu F$ entre la broche C du support 965 T1 (1) et la broche B du support 965 T1 (2). Entre cette broche b et la cosse e du relais E on soude une résistance de 82.000Ω . Entre la broche E du support (2) et la cosse c du relais E on place une résistance de 2.700Ω . Sur le relais on soude une résistance de 15.000Ω entre les cosses c et e et un condensateur de $25 \mu F$ entre les cosses a et c . Sur la broche C du même support on soude une résistance de 27.000Ω qui va à la cosse d du relais E et un condensateur de $3,2 \mu F$ allant à la cosse c du relais D. Cette cosse est connectée à la broche E du support 965T1 (3). Sur cette même cosse c on soud

TÉLÉVISEUR MULTICANAL

(Suite de la page 41.)

court instant la corne T.H.T du châssis, on doit obtenir ainsi un arc de 1 cm environ. Après avoir coupé le courant on branche le tube. On remet sous tension et on règle approximativement le cadrage à l'aide de l'aimant, du potentiomètre de cadrage vertical.

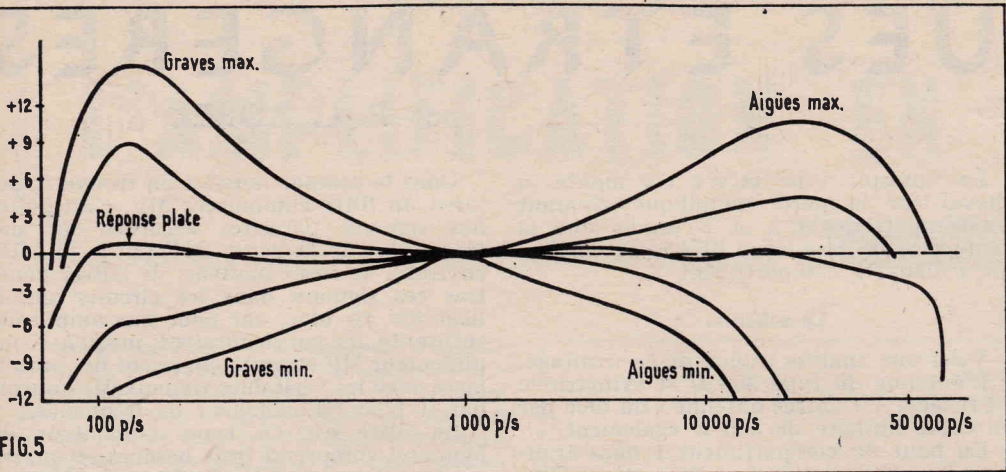
La suite de la mise au point doit se faire sur émission de préférence lors de la transmission de la mire. Le son doit être entendu immédiatement. On agit sur le bouton de réglage fin pour l'obtenir avec le maximum de puissance.

Il serait extraordinaire qu'on obtienne immédiatement une image stable. On règle le potentiomètre de contraste de manière à avoir une nette différence entre les blancs et les noirs. On immobilise l'image dans le sens vertical en agissant sur le potentiomètre de fréquence image. On agit ensuite sur le potentiomètre de fréquence ligne pour obtenir une image unique et stable dans le sens horizontal. On règle alors le potentiomètre de concentration. Il faut maintenant régler la self de stabilisation du multivibrateur. Pour cela on règle le potentiomètre de contraste au minimum et on agit sur le noyau de cette self de manière à obtenir la meilleure stabilité possible. On agit sur le potentiomètre d'interlignage pour avoir des lignes bien séparées une absence totale de scintillement et une grande netteté.

L'image étant nette et stable il ne reste plus qu'à parfaire ces dimensions géométriques en agissant sur les potentiomètres d'amplitudes, sur les potentiomètres de linéarité verticale et sur la self de linéarité horizontale. Tous ces réglages réagissent les uns sur les autres et il est parfois nécessaire de les revoir successivement plusieurs fois. Avec un peu de patience on doit obtenir une image remarquable.

Du côté son on règle le potentiomètre d'équilibrage du circuit de chauffage pour supprimer tout ronflement.

A. BARAT.



une résistance de 150.000 Ω qui va à la cosse *b* du relais E et une de 22.000 Ω rejoignant la cosse *a* du relais E. Entre les cosses *a* et *d* du relais E on soude un condensateur de 100 μF. On relie la cosse *a* du relais E à la cosse *a* du relais D par une résistance de 220.000 Ω.

Entre la broche E du support (3) et la cosse *a* du relais E on soude une résistance de 2.700 Ω et un condensateur de 50 μF. La broche C de ce support est reliée à la cosse *d* du relais D. Entre cette cosse *d* et la cosse *b* du relais E on soude une résistance de 15.000 Ω. Sur le relais D on soude : une résistance de 15.000 Ω entre les cosses *d* et *e*, un condensateur de 20 nF entre les cosses *c* et *e*, un condensateur de 40 nF entre les cosses *b* et *d*. La cosse *b* est reliée par une résistance de 2,2 MΩ en parallèle avec 10 pF à celles des extrémités du potentiomètre de volume qui a déjà reçu le fil blindé. La cosse *a* du relais D est connectée au second pôle + du condensateur électrochimique 2 × 50 μF (1) de l'amplificateur à lampe. Il reste à brancher la prise PU

magnétique. Son contact central est connecté à la cosse *a* du relais F et son contact latéral à la cosse *g* du relais E.

Mise au point.

Cet appareil ne nécessite pratiquement aucune mise au point et doit fonctionner immédiatement. Comme toujours sur un appareil comportant un circuit de contre-réaction venant du secondaire du transfo de sortie, un accrochage peut être provoqué par un mauvais branchement de ce circuit sur le transfo. Si cela se produit, il suffit d'inverser les fils sur les cosses S et S' de TS.

Si on possède un voltmètre d'au moins 10.000 Ω par volt on peut vérifier les tensions aux différents points du montage. Nous en donnons les valeurs sur le schéma entouré d'un cercle. Enfin la figure 5 donne les courbes de transmission pour différentes positions des potentiomètres de tonalité.

A. BARAT.

PETITS MONTAGE A TRANSISTORS

(Suite de la page 31.)

Remarquer que, tout comme dans les montages à lampes, on a dans la ligne de réaction, $R_9 = R_{10}$ et $C_2 = C_3$. En désignant par RC les produits égaux $R_9 C_3$ et $R_{10} C_2$ on a :

$$RC = 4.700 \times 10.000 \times 10^{-12} \text{ s}$$

$$\text{ou } RC = 47 \times 10^{-6} \text{ s} = 47 \text{ } \mu\text{s}$$

La fréquence d'oscillation est donnée approximativement par la formule bien connue valable pour les montages à lampes :

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

qui dans le cas de la valeur indiquée de RC devient :

$$f = \frac{10_6}{6,28 \times 47 \text{ Hz}}$$

ou $f = 3.400 \text{ Hz}$

Les mesures ont toutefois trouvé $f = 2.500 \text{ Hz}$ et la formule ne sert que pour donner l'ordre de grandeur de f .

Dans ce montage, sans bobinages, il est moins difficile de faire varier la fréquence en agissant sur les valeurs des produits $R_9 C_3$ et $R_{10} C_2$.

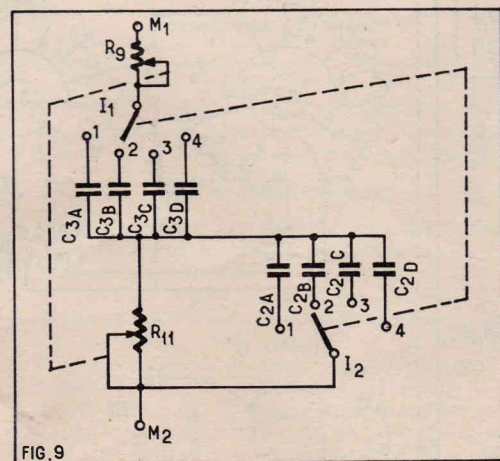
Comme dans les générateurs à lampes on fera varier les capacités par bonds et les résistances d'une manière continue en utilisant, par exemple, le montage de la figure 9 relatif aux éléments placés entre les points M_1 et M_2 de la figure précédente.

On utilisera à la place des résistances R_9 et R_{10} des potentiomètres montés en résistances et des commutateurs I_1 et I_2 introduisant en circuit diverses capacités

$$C_{3a} = C_{2a}, C_{3b} = C_{2b}, C_{3c} = C_{2c} \text{ et } C_{3d} = C_{2d}.$$

On peut essayer des valeurs suivantes : $R_9 = R_{11} =$ potentiomètres bobinés de 20 kΩ et des capacités de 1 μF, 0,2 μF, 50.000 pF, 10.000 pF.

La vérification de la forme du signal obtenu à la sortie s'effectuera comme indiqué



pour l'oscillateur à bobinage décrit plus haut, avec un oscilloscope cathodique.

Le potentiomètre R_9 monté en résistance variable règle le taux de contre-réaction et a un effet sur la forme du signal. Il se peut que la forme la meilleure ne puisse être

obtenue à toutes les fréquences pour la même position du curseur de R_9 .

La tension d'alimentation sera de 6 V fournie par une pile ménage avec le négatif au point — V_{cc} et le positif à la masse.

On pourra disposer un interrupteur entre l'un des pôles de la batterie et son point de branchement.

J.A.

Références.

Amplificateur pour interphone, régulateurs : documentation Thomson-Houston. Dép. semi-conducteurs, générateurs BF : documentation La Radiotechnique.

NOTRE RELIEUR RADIO-PLANS

pouvant contenir les 12 numéros d'une année.

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

PRIX : 5.00 NF (à nos bureaux).

Sous boîte carton 1.35 NF par relieur.

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

TECHNIQUES ÉTRANGÈRES

par R.-L. BOREL

De nombreux montages intéressants sont venus s'ajouter au cours de ce mois à ceux qui continuent à rendre les meilleurs services dans tous les domaines de l'électronique et des télécommunications (radio-TV). Nous décrivons d'abord un bloc TV utilisant un nouveau tube, le *nuvistor* qui a été créé aux Etats-Unis il y a un an environ et dont la conception commence à intéresser les fabricants français de lampes. Nous étudierons ensuite le montage d'un générateur modulé.

Bloc rotacteur TV à nuvistor.

Le schéma complet du bloc HF-oscillateur-modulateur à quatorze positions et utilisant en haute fréquence un nuvistor et en changement de fréquence une triode pentode est donné par la figure 1.

On remarquera que le bloc est divisé intérieurement en trois compartiments blindés, le premier contenant les bobines d'antenne et l'éliminateur MF, le second, les bobines HF du circuit de grille du nuvistor et le troisième, destiné aux bobines de plaque du même tube et aux bobinages d'oscillateur.

Le nuvistor type 6CW4 est monté, à cheval sur la paroi métallique séparant les compartiments 2 et 3 tandis que la changeuse de fréquence 6EA8 est entièrement dans le compartiment 3.

Le schéma.

Voici une analyse rapide de ce montage. L'antenne du type 300 Ω et symétrique est reliée à l'« entrée antenne » du bloc par un câble bifilaire de 300 Ω également.

En haut du compartiment 1 nous trouvons les bobinages de transformation d'impédance et de passage de la symétrie à la dissymétrie.

Pour cela on utilise un transformateur bifilaire dont chaque enroulement possède une prise médiane. Celle de l'un d'entre eux est à la masse et l'autre constitue la sortie HF du circuit.

Ce dispositif de « dissymétrisation » est particulièrement utile car il permet une descente symétrique de l'antenne TV qui est essentiellement symétrique tandis que le circuit d'entrée de la lampe est dissymétrique. Chaque élément du montage est ainsi utilisé au mieux de son rendement.

Dans le compartiment 1 on trouve également un filtre éliminateur MF, c'est-à-dire des signaux parasites accordés sur les fréquences de la bande MF (30 à 45 Mc environ). Il serait mauvais de laisser pénétrer ces signaux dans les circuits amplificateurs du bloc, car pour une amplitude suffisante ils parviendraient jusqu'à l'amplificateur MF et provoqueraient des broyages avec les véritables signaux MF fournie par le bloc HF-changeur de fréquence.

Le filtre est du type éliminateur bande et comprend trois bobines et quatre condensateurs de 27 pF. Tout autre type d'éliminateur convient également dans cet emplacement.

Compartiment HF.

Vient ensuite le bobinage d'accord I du circuit de grille du nuvistor type 6CW4. Ce bobinage se compose d'un certain nombre de bobines montées en série dont un commutateur introduit en circuit les enroulements correspondant au canal choisi. Le commutateur L4 est vu d'arrière.

Les bobines sont reliées à la grille de la 6CW4 par l'intermédiaire d'un con-

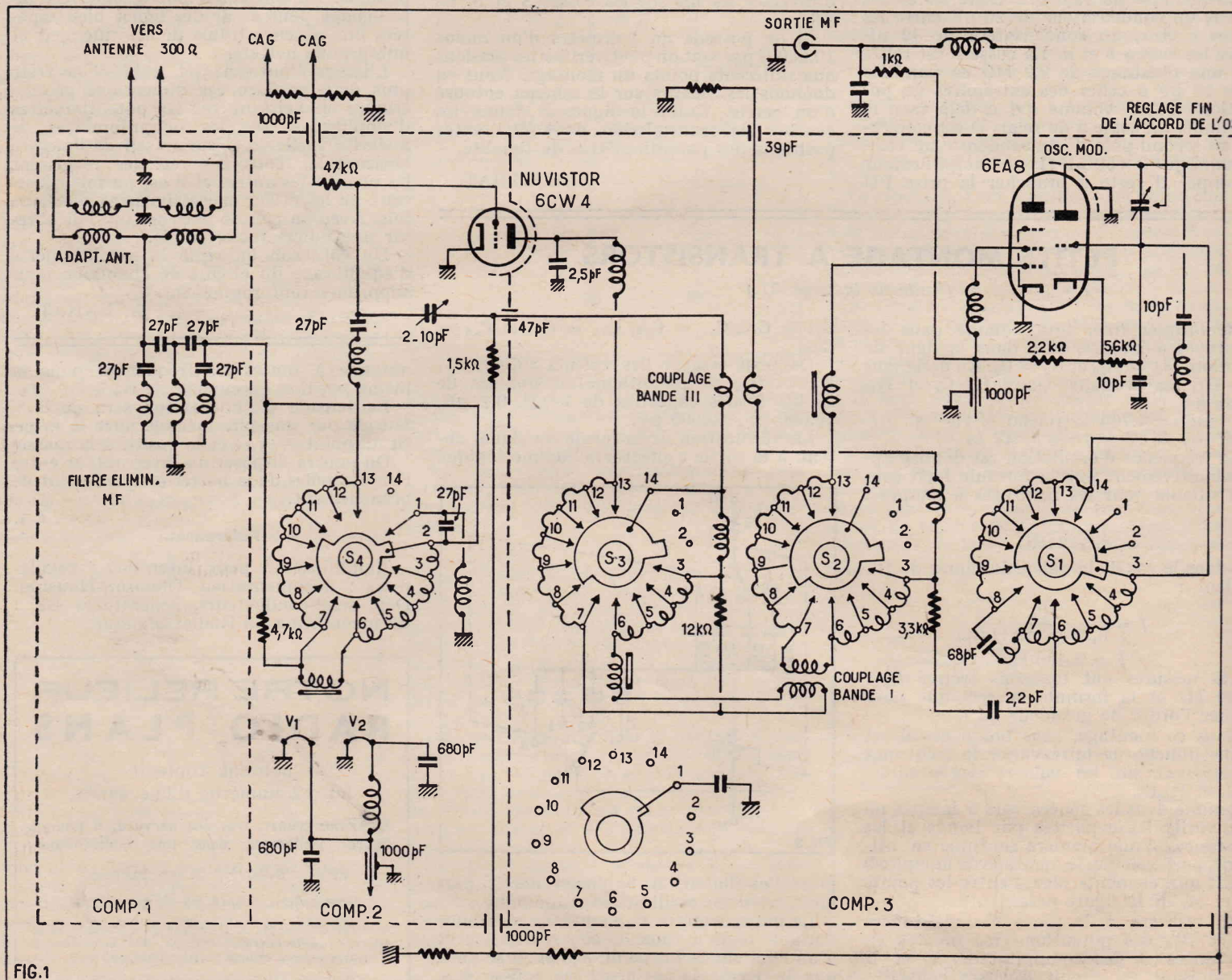


FIG. 1

sateur de 27 pF de sorte que cette grille puisse recevoir une polarisation continue variable provenant du circuit de réglage automatique de gain désigné par CAG sur le schéma.

La cathode du nuvistor est à la masse et la sortie du signal amplifié par cette lampe est à la plaque.

On voit que d'une manière générale, le nuvistor se monte comme une triode classique haute fréquence d'après le schéma habituel avec entrée à la grille, cathode commune à la masse, et sortie à la plaque. Dans ce montage le nuvistor est blindé et son bobinage est mis à la masse en le reliant à la paroi de séparation des deux compartiments 2 et 3.

Pour parachever la stabilisation de cet étage amplificateur VHF (VHF = très haute fréquence = 30 à 300 MHz). On a

disposé un circuit de neutralisation réglable avec l'ajustable de 2 à 10 pF monté entre la grille de la lampe HF et un point convenable du bobinage de plaque de la même lampe.

Dans le schéma du compartiment 2 on a indiqué les branchements des filaments des deux lampes V_1 et V_2 comportant des filtres HF à bobine d'arrêt et condensateurs dont deux de 680 pF et un de 1.000 pF.

Le rôle de ces filtres est surtout de séparer les filaments des lampes HF et changeuse et de mettre chacun à la masse par des découplages différents.

Les deux filaments sont alimentés sur 6,3 V alternatif 50 Hz (ou 60 Hz aux U.S.A.) avec une extrémité à la masse.

Compartiment modulateur-oscillateur.

Passons maintenant au troisième compartiment le plus important du bloc.

A gauche on trouve le circuit de plaque du nuvistor avec un commutateur mettant en circuit la portion de bobinage convenant à chaque canal. Ce commutateur S_3 est vu de face.

Trois groupes de bobines sont destinés aux fonctions suivantes : l'un pour la neutralisation et il a été mentionné plus haut, deux pour le couplage avec le circuit modulateur. Il y a un couplage pour la bande haute (bande III en terminologie européenne, c'est-à-dire les canaux accordés sur des fréquences de 140 à 230 MHz environ) et un autre couplage pour la bande basse (bande I, 40 à 85 MHz).

Nous terminons ainsi avec l'étage HF du bloc et parvenons à la partie changeuse de fréquence.

Lampe changeuse et oscillatrice.

La lampe changeuse est une pentode triode 6EA8 d'un type classique dont l'élément pentode sert de modulateur-mélangeur (dit aussi mixer ou convertisseur) et l'élément triode d'oscillateur genre ECO (electron coupled).

Le bobinage de la grille de la pentode (le troisième à partir de la gauche) peut être considéré comme le secondaire de l'élément de liaison HF entre la lampe HF (nuvistor V_1) et la lampe modulatrice.

Un commutateur S_2 introduit en circuit le bobinage convenable. Dans ce circuit on retrouve les enroulements de couplage avec le primaire c'est-à-dire le bobinage de plaque du nuvistor. S_2 est vu d'arrière.

La pentode est montée avec la grille 1 comme grille modulatrice, la cathode à la masse ainsi que la grille 3 qui est reliée intérieurement à cette cathode et la grille 2 dans le fil de laquelle on a monté une bobine d'arrêt avant le découplage d'alimentation par 1.000 pF et 2,2 k Ω .

A la plaque de la modulatrice pentode 6EA8 on trouve le signal MF qui est prélevé au point sortie MF pour être transmis à l'entrée de l'amplificateur MF image et éventuellement à celle de l'amplificateur MF son.

Nous disons bien *éventuellement* car s'il s'agit de téléviseurs à 525 lignes américains ou 625 lignes européens, le son est obtenu par le procédé interporteuses dans la plupart des appareils modernes et le signal MF son est alors prélevé à la sortie détectrice image à la fréquence différence des porteuses (4,5 MHz pour le 525 lignes et 5,5 MHz pour le 625 lignes européen).

Par contre si l'on voulait utiliser ce montage dans un téléviseur 819 lignes français ou dans un 819 ou 625 belge, la MF son serait disponible à la sortie du bloc.

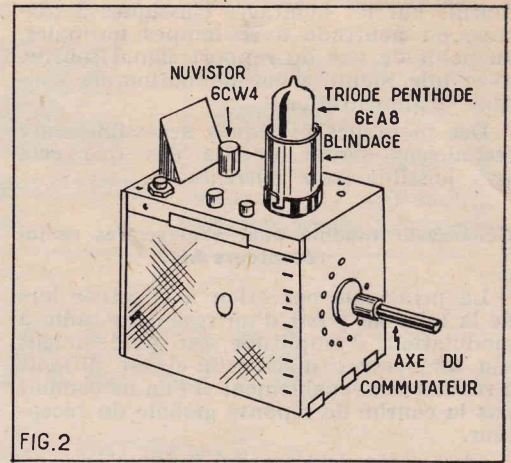


FIG. 2

Oscillateur.

Dans la lampe 6EA8, l'élément triode sert d'oscillateur. Le bobinage, représenté à l'extrême droite du schéma est inséré entre la grille et la masse avec couplage par la cathode ce qui constitue une sorte de montage ECO. Le commutateur S_1 est vu de face.

Partons de la plaque triode. Celle-ci est reliée par 10 pF à la bobine oscillatrice comportant une partie réglable et ensuite les portions du commutateur entre les positions 13 et 7. Entre les points 7 et 6 on a intercalé un condensateur de 68 pF et une bobine et nous trouvons ensuite une succession de petites boucles de bobinages jusqu'au plot 2 relié directement à la grille.

Comme la plaque est reliée directement au + HT, son potentiel alternatif en HF est celui de la masse, donc nul.

La bobine, en série avec le condensateur de 10 pF, permet toutefois un couplage par un condensateur de 0,5 pF vers le circuit modulateur. Ce dispositif constitue ce que l'on nomme improprement « injection », c'est-à-dire introduction du signal local de l'oscillateur dans le modulateur-mélangeur.

Un second couplage oscillateur-modulateur est réalisé par la résistance de 3,3 k Ω du plot 3 du bobinage modulateur, en série avec un condensateur de 2,2 pF relié au plot 5 du bobinage oscillateur.

Nous avons indiqué qu'en HF la plaque est à la masse. L'accord sur chaque canal s'effectue en réglant le coefficient de self-induction de chaque enroulement partiel.

L'accord fin permettant une légère retouche lorsqu'on passe d'un canal à l'autre est effectué par un petit condensateur variable de l'ordre de 1 pF intercalé entre grille et plaque (c'est-à-dire masse).

L'oscillation est obtenue en couplant la grille et la cathode à l'aide du condensateur de 10 pF relié à la masse et de la résistance de 5,6 k Ω reliée à la cathode.

Le montage que nous venons de décrire est celui d'un bloc R.C.A. type KRK 98 utilisé comme tuner dans les téléviseurs de 1961 de cette marque.

Nous avons donné tous les détails en notre possession sur ce montage qui est de construction industrielle, impossible à reproduire par un technicien isolé.

Ce dernier retirera de cette description des indications sur le montage du nuvistor, seule partie nouvelle du bloc. En résumé, cette lampe triode se monte d'après le circuit neutrode avec blindage et neutralisation. Elle peut être soumise à la commande automatique de gain.

L'aspect du bloc R.C.A. est donné par la figure 2 sur laquelle nous avons indiqué l'emplacement du nuvistor et celui de la changeuse. On a obtenu avec le tuner décrit des résultats supérieurs à ceux

ESSAI GRATUIT

J'ai compris

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

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

première leçon gratuite!

Si vous êtes satisfait vous ferez plus tard des versements minimes de 12,50 N.F. à la cadence que vous choisirez vous-même. A tout moment vous pourrez arrêter vos études sans aucune formalité.

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

**ÉCOLE PRATIQUE
D'ÉLECTRONIQUE
Radio-Télévision**
11, Rue du Quatre-Septembre
PARIS (2^e)

fournis par les montages classiques à cascade ou neutrode avec lampes normales, au point de vue du rapport signal/souffle, avec une moindre consommation de courant d'alimentation.

Des montages pratiques accessibles aux techniciens seront décrits dès que cela sera possible (voir référence 1).

Générateur modulé pour réglage des radio-récepteurs AM.

La principale opération à effectuer lors de la mise au point d'un récepteur radio à modulation d'amplitude est évidemment son alignement mais celui-ci est difficile à réaliser convenablement si l'on ne connaît pas la courbe de réponse globale du récepteur.

C'est cette dernière qui indique le compromis possible entre le gain, la sélectivité et la musicalité. D'une manière générale le gain et la sélectivité augmentent ensemble lorsque les accords des circuits sont effectués de manière que la largeur de bande soit étroite, par exemple de 6 kHz (3 kHz de part et d'autre de la fréquence porteuse).

Dans ce cas, il y a des chances pour que les brouillages entre deux stations voisines soient supprimés ou fortement atténués étant donné que la largeur de bande normale d'une station est de W 4,5 kHz, c'est-à-dire 9 kHz.

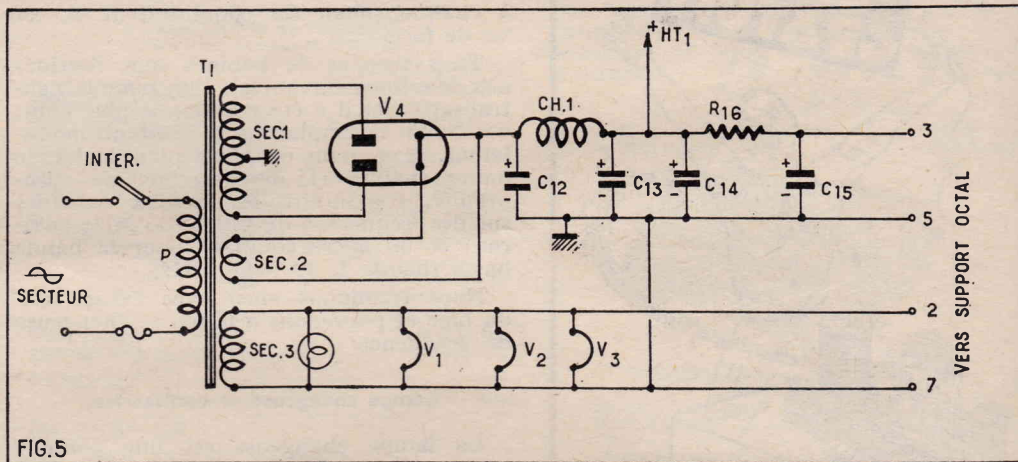
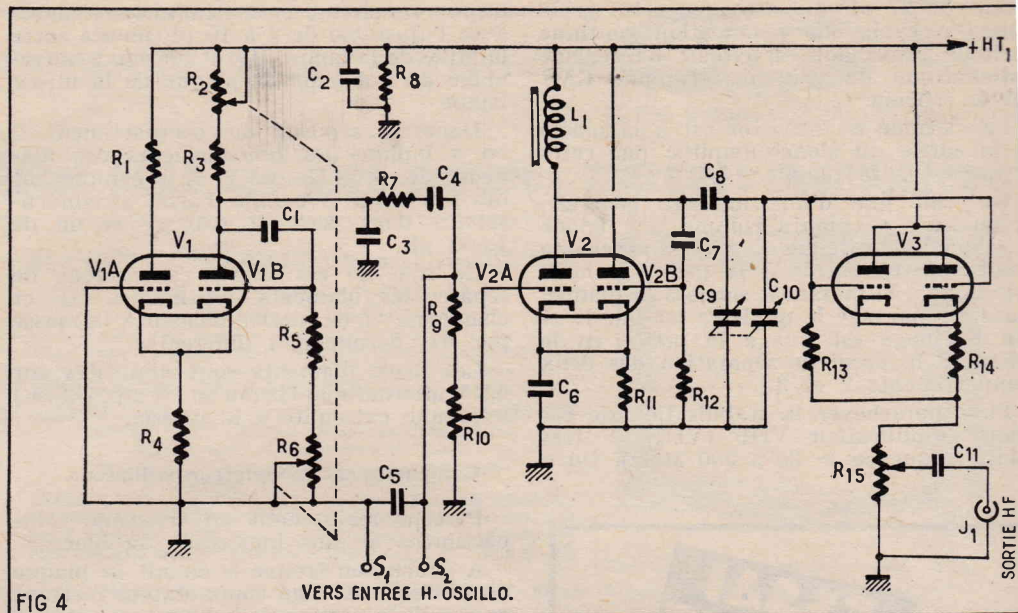
Si l'on augmente la largeur de bande jusqu'à cette dernière valeur on obtient le compromis entre les trois caractéristiques indiquées plus haut, à condition que la courbe de réponse ait la forme caractéristique bien connue : en forme de doigt de gant.

Le gain est généralement bon car c'est pour la bande de 9 kHz que le constructeur a prévu le récepteur.

La sélectivité est satisfaisante sauf pour certaines stations faibles brouillées par des stations puissantes et de fréquence voisine.

La musicalité est moyenne. La bande de 9 kHz correspond à deux bandes latérales de 4,5 kHz chacune et à une BF transmise jusqu'à 4,5 kHz et de plus, il y a une fort affaiblissement à cette fréquence correspondant aux sons les plus aigus.

Or, il faudrait transmettre une modulation BF jusqu'à 10 kHz (20 kHz de largeur de bande en HF et MF) et même 15 kHz d'après de nombreux spécialistes (30 kHz en HF et MF) pour que la musicalité soit intégrale. Intervient aussi la forme de la courbe de réponse en HF + MF. Il faut que cette courbe présente un palier dont la largeur soit à peine inférieure à celle de la largeur de bande nominale car la réponse en BF à la sortie détectrice reproduit à peu de chose près la forme de la bande latérale supérieure de la réponse HF + MF. Ainsi la figure 3 montre les diverses formes de courbes que l'on peut obtenir en HF + MF en laissant de côté,



pour simplifier, les courbes à deux sommets atténués.

En HF + MF on a les courbes A'A, B'B, C'C, D'D et elles représentent le gain relatif, en ordonnées à gauche, en fonction de la fréquence, en abscisses, en haut.

On a supposé que la fréquence MF d'accord est 470 kHz. Les courbes A'A et B'B s'obtiennent généralement en accordant tous les circuits MF sur la même fréquence, ici 470 kHz, les transformateurs MF étant prévus pour donner une très grande sélectivité.

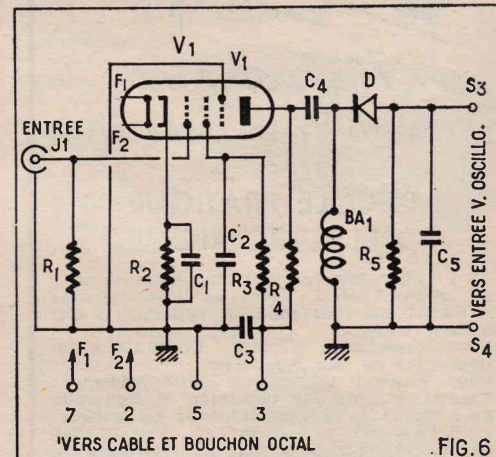
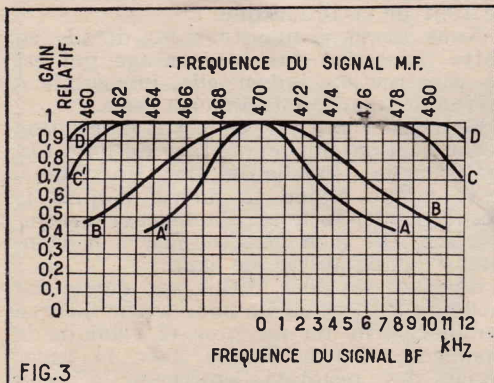
En BF, les courbes correspondantes, respectivement A et B (abscisses en bas) montrent que la reproduction sera déplorable. Ainsi, avec la courbe B, il y aura une atténuation de 30 % (ordonnée = 0,7) à $f = 6$ kHz et avec la courbe B, la même atténuation est à la fréquence de 3 kHz.

Avec des transformateurs permettant l'obtention de courbes HF + MF à paliers plats on peut mesurer des réponses comme C'C et D'D qui correspondent en BF à des réponses comme C et D.

Avec D, par exemple, il y a une réponse linéaire jusqu'à $f = 10$ kHz et une atténuation de 15 % seulement à $f = 12$ kHz.

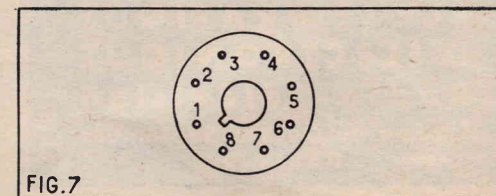
Pour obtenir une courbe aussi avantageuse il faut adopter une méthode d'alignement qui permettent, tout en suivant les instructions du fabricant des bobinages ou de l'auteur de la réalisation, de voir sur l'écran d'un oscilloscope la réponse obtenue.

On constatera alors que l'on n'obtient pas tout à fait la courbe que l'on attend et il sera nécessaire de recourir à quelques légères retouches des accords MF pour que les paliers deviennent suffisamment plats.



L'appareil que nous allons décrire est très simple et présente l'avantage de ne nécessiter que du matériel courant qu'on trouve partout.

Il a été étudié par Don Stoner qui l'a décrit dans *Electronics World* (voir référence 2). Ce véritable wobulateur se compose de trois parties : le générateur modulé proprement dit dont le schéma est donné par la figure 4, son alimentation de la



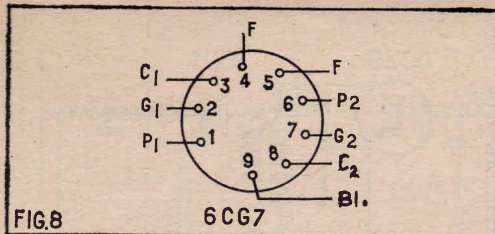


figure 5 et la sonde pour le prélèvement du signal sur le récepteur, le schéma de cet appareil auxiliaire non indispensable étant donné par la figure 6.

La sonde est alimentée sur le dispositif de la figure 5 à l'aide d'un cordon terminé par un bouchon octal qui sera connecté à un support octal disposé sur l'alimentation.

Les huit broches du bouchon octal vu du côté broches sont numérotées comme l'indique la figure 7, avec l'ergot central comme repère, situé entre les broches 1 et 8. Voici une analyse de ces schémas.

Oscillateur-modulateur.

Considérons le schéma de la figure 4 sur lequel se trouvent indiquées trois lampes V_1 , V_2 et V_3 toutes des doubles triodes du type 6CG7 noval (voir brochage à la figure 8).

La lampe V_2 sert d'oscillatrice. Elle comprend un circuit accordé constitué par un bobinage PO représenté par un cadre L_1 comme ceux que l'on monte sur un bâtonnet de ferrite pour les récepteurs portatifs. On choisira un modèle très petit.

Ce bobinage est accordé par $C_9 + C_{10}$, ensemble parallèle en série avec C_8 de 10.000 pF servant d'isolateur.

Les condensateurs variables C_9 et C_{10} sont les deux éléments de 385 pF (ou toute autre valeur voisine) d'un condensateur à air.

L'oscillation est obtenue avec une seule bobine grâce au montage déphaseur des deux éléments triodes. La première reçoit à la grille le signal modulateur dont nous nous occuperons plus loin. La plaque, dont le circuit comprend L_1 est reliée à la grille du second élément par C_7 . La plaque de cet élément est directement au + HT (à la masse en HF). La sortie en phase avec la grille de V_{2a} , s'effectue à la cathode et cette dernière est reliée à celle de V_{2a} .

La tension HF est encore en phase sur la plaque de V_{2a} et sur la grille de V_{2b} . Il y a par conséquent oscillation avec une seule bobine L_1 servant en même temps d'accord et d'entretien des oscillations.

Passons maintenant à la lampe modulateur V_1 . Avec cette double triode on a réalisé un multivibrateur à couplage cathodique du type Potter bien connu de tous les techniciens de la TV où il est monté très fréquemment dans les bases de temps.

Le premier couplage est donc la liaison directe des deux cathodes et le second celui par C_1 entre la plaque de V_{1a} et la grille de V_{1b} . On obtient un signal en forme de dents de scie qui est disponible aux bornes du condensateur de charge et de décharge C_3 de 2 μ F ce qui permet une oscillation à fréquence très basse comme cela est nécessaire dans un wobulateur.

Le signal en dents de scie est transmis par R_7 et C_4 à deux circuits : a) à la sortie S_1 S_2 qui sera reliée à l'entrée horizontale de l'oscilloscope pour effectuer la déviation horizontale du spot lumineux ; b) Par l'intermédiaire de R_9 réduisant l'amplitude du signal au potentiomètre R_{10} dont le curseur est à la grille de V_{2a} , comme il a déjà été dit plus haut. R_{10} permet de régler l'amplitude du signal de modu-

lation appliqué à V_{2a} et par conséquent la déviation de fréquence. Le montage de V_2 avec entrée de modulation à la grille est un oscillateur HF modulé en fréquence, car dans ce dispositif la fréquence varie avec la polarisation de grille de V_{2a} .

La modulation de fréquence s'effectue suivant la même loi que la variation du signal de modulation c'est-à-dire en dent de scie.

La HF modulée en fréquence est alors transmise par C_8 à l'étage amplificateur réalisé avec V_3 , encore une 6CG7 mais

dont les deux éléments triodes sont montés en parallèle.

Cet amplificateur est du type cathode follower c'est-à-dire avec entrée à la grille, plaque à la masse (pratiquement reliée directement au + HT1) et sortie à la cathode.

Le circuit de sortie comprend R_{14} fixe et R_{15} servant de réglage de la tension de sortie qui sera appliquée au récepteur à régler par l'intermédiaire de C_{11} .

Remarque que le retour de grille par R_{13} s'effectue au point commun de R_{14} et du potentiomètre R_{15} .

Valeurs des éléments.

Les valeurs des éléments du montage de la figure 4 et de l'alimentation de la figure 5 qui sera analysée plus loin sont données par les tableaux I et II ci-après.

La tension filament et la HT aboutissent à quatre broches du support octal.

En ce qui concerne les filaments des trois 6CG7 nous conseillons le branche-

TABLEAU I

Résistances :

Numéro	Valeurs	Puissance	Type
R_{11}, R_3	47 k Ω	0,5 W	fixe
R_{22}, R_6	250 k Ω	0,5 W	Potentiomètre à deux éléments conjugués
R_{44}, R_{111}	470 Ω	0,5 W	fixe
R_5	27 k Ω	0,5 W	fixe
R_7	470 k Ω	0,5 W	fixe
R_8	100 k Ω	2 W	fixe
R_9	100 k Ω	0,5 W	fixe
R_{10}	1 M Ω	0,5 W	Potentiomètre linéaire conjugué avec interrupteur
R_{12}	220 k Ω	0,5 W	fixe
R_{13}	1 M Ω	0,5 W	fixe
R_{14}	1 k Ω	1 W	fixe
R_{15}	10 k Ω	1 W	Potentiomètre linéaire bobiné
R_{16}	3,9 k Ω	2 W	fixe

TABLEAU II

Condensateurs :

Numéro	Valeurs	Diélectrique	Tension service
C_1	0,22 μ F	papier	400 V minimum
C_2, C_5, C_8, C_{11}	10 000 pF	mica	400 V minimum
C_3, C_4	2 μ F	papier	400 V minimum
C_6	680 pF	mica argenté	400 V minimum
C_7	1 000 pF	mica argenté	400 V minimum
C_9, C_{10}	2 \times 365 pF	variable à air	450 V service
$C_{12}, C_{13}, C_{14}, C_{15}$	4 \times 20 μ F	électrolytique	

Les autres éléments des figures 4 et 5 sont :

CH1 = bobine de filtrage de 7 H, 50 mA (valeurs non critiques ; L_1 = cadre ferrite PO, J_1 = bouchon de câble coaxial comme ceux utilisés en télévision ; Int. = interrupteur secteur. T_1 = transformateur d'alimentation. Primaire selon le secteur alternatif disponible ou à plusieurs prises ; Sec₁ = 240 + 240 V, 55 mA, Sec₂ = 5 V 2 A, Sec₃ = 6,3 V 2 A. Le tube redresseur V_4 est du type 5Y3 ou équivalent. Le fusible est de 2 A. Un tube à chauffage indirect peut être monté avec avantage à la place du 5Y3.

Alimentation.

Celle-ci est classique. On remarquera le dispositif de filtrage fournissant la haute tension de l'ordre de 250 V. On prélèvera celle de l'oscillateur à la sortie de CH1 (point + HT1) et celle de la sonde à la sortie de R_{16} .

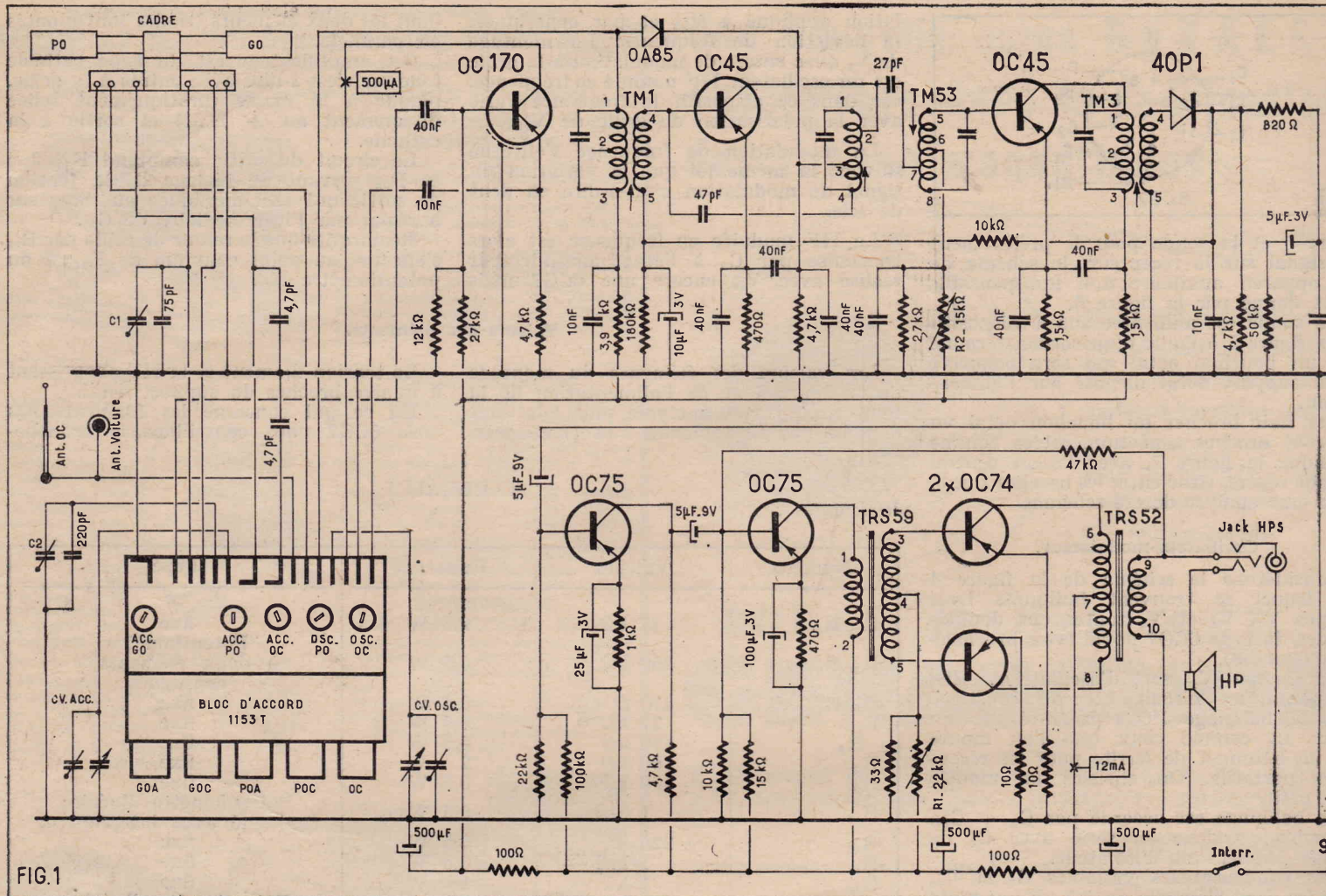
ment au point 6,3 V des broches 4 et à la masse des broches 5 de leurs culots noval.

Sonde.

Le schéma de la sonde est donné par la figure 6. On y trouve d'abord une entrée coaxiale qui recevra un câble dont l'autre extrémité sera connectée au récepteur. Rappelons que la sonde ne sert pas dans l'ensemble oscillateur-modulateur mais comme accessoire complémentaire de mise au point et d'alignement.

Le signal reçu en J_1 est appliqué à la grille de l'amplificatrice pentode V_1 type 6BA6. Le signal amplifié pris à la plaque de V_1 est redressé par la diode D et la sortie composée de R_5 et C_5 est à brancher aux bornes d'entrée verticale de l'oscilloscope.

(Suite page 69.)



RÉCEPTEUR PORTATIF A 7 TRANSISTOR COUVRANT LES GAMMES PO-GO-OC

Cet appareil qui met en œuvre les dernières acquisitions techniques en matière de postes à transistors est extrêmement sensible. Il procure une puissance très confortable : près de 900 mW avec une distorsion inférieure à 5%. L'utilisation pour l'étage changeur de fréquence d'un transistor Drift OC170 assure en gamme ondes courtes un rendement et une stabilité comparables à ceux d'un récepteur à lampes.

L'étage changeur de fréquence.

La figure 1, donne le schéma théorique. L'étage changeur de fréquence dont le transistor est, nous le rappelons, un OC170 comporte comme collecteur d'onde PO-GO un cadre à bâtonnet de ferrite et un bloc à touches, qui contient les bobinages oscillateurs pour les trois gammes et le bobinage accord de la gamme OC. Son contacteur assure la commutation des enroulements du cadre. Pour la gamme OC le collecteur d'ondes est une antenne télescopique laquelle peut aussi être utilisée sur les deux autres gammes pour renforcer l'action du cadre. Une prise spéciale permet également, à bord d'une voiture, de brancher une antenne « fouet » extérieure au véhicule.

Les enroulements du cadre, ou le bobinage OC, sont accordés par un CV de 280 pF pour former le circuit oscillant d'entrée. Les bobinages oscillateurs sont accordés

par un CV de 120 pF. Bien entendu, ces deux CV sont commandés par le même axe.

Le circuit d'entrée attaque la base du transistor OC170 à travers un condensateur de 40 nF. La polarisation de cette base est fournie par un pont de résistances (27.000 Ω côté - 9 V et 12.000 Ω côté masse). Pour obtenir l'oscillation locale nécessaire au changement de fréquence, l'enroulement accordé du bobinage oscillateur est placé entre l'émetteur du transistor et la masse. La liaison se fait par un condensateur de 10 nF et une résistance de fuite de 4.700 Ω. L'enroulement d'entretien est placé dans le circuit collecteur en série avec le primaire du premier transfo MF (TM1). Ce circuit collecteur contient également une cellule de découplage formée d'une résistance de 3.900 Ω et d'un condensateur de 10 nF. Signalons que les transfos MF sont accordés sur 480 kHz.

Premier étage amplificateur.

Le secondaire ou enroulement de couplage de TM1 attaque la base d'un transistor OC45 qui équipe le premier étage amplificateur moyenne fréquence. Un pont de résistance applique la tension de polarisation de base au point 5 de l'enroulement de couplage. Ce pont est formé d'une 180.000 Ω côté - 9 V et d'une 10.000 Ω qui aboutit au sommet de la résistance de détection. Cette disposition est maintenant bien connue de nos lecteurs. La résistance

de 10.000 Ω apporte sur la base du transistor la composante continue du courant détecté. Cette composante étant proportionnelle à l'intensité du signal reçu par le collecteur d'ondes agit donc sur la polarisation de la base et par conséquent sur l'amplification de l'étage. On obtient ainsi une régulation antifading. Le condensateur de découplage du pont est de 10 µF, forme avec la 10.000 Ω la cellule de constante de temps du circuit VCA.

Le circuit émetteur de l'OC45 contient une résistance de compensation d'effet température de 470 Ω. Cette résistance, shuntée par 40 nF. Le circuit collecteur contient le primaire du transfo MF TM3 qui assure la liaison avec l'étage moyenne fréquence suivant et une cellule de découplage dont les éléments sont une résistance de 4.700 Ω et un condensateur de 40 nF qui va à l'émetteur du transistor.

Étudions spécialement le transfo TM3 qui présente certaines particularités intéressantes à signaler. Tout d'abord, il est constitué par deux enroulements accouplés, alors que les transfos MF pour transistors auxquels nous sommes habitués sont munis d'un primaire accordé et d'un enroulement de couplage. Nous retrouvons dans le filtre de bande classique sur les appareils à tubes. On obtient ainsi une bonne sensibilité avec une bande passante proportionnelle à une excellente reproduction. Un condensateur placé entre la prise 2 du primaire

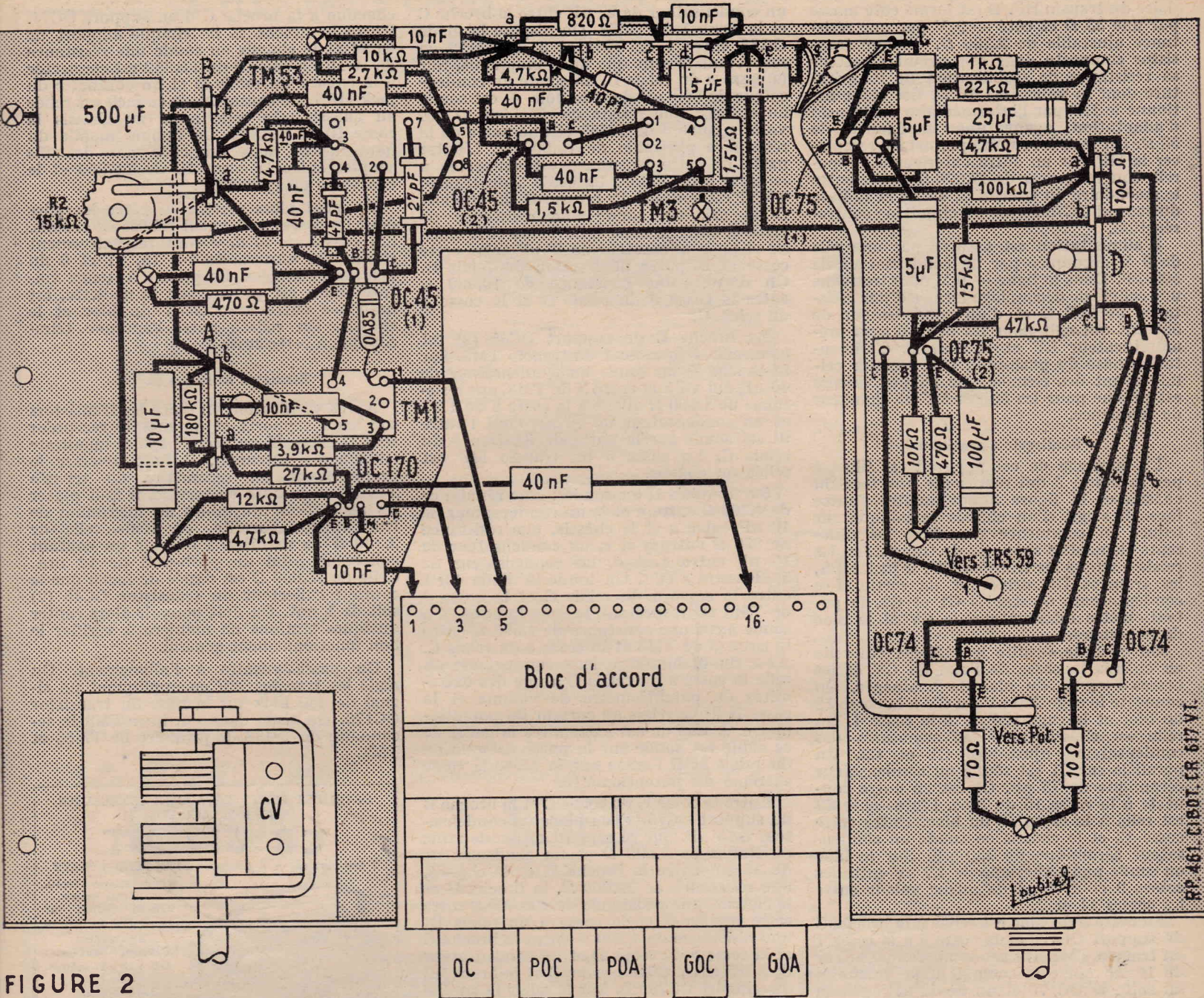


FIGURE 2

la prise 7 du secondaire contribue au couplage. Par un choix judicieux de la valeur de ce condensateur on peut adapter au mieux la bande passante MF. Le constructeur indique comme capacité environ 30 pF. Dans notre cas nous avons opté pour 27 pF. Le collecteur du premier transistor MF est relié à la prise 2 du primaire et l'alimentation à travers la cellule de découplage se fait sur la prise 3. On obtient ainsi la meilleure adaptation de l'impédance de sortie du transistor à celle du primaire du transfo. Un condensateur de neutrodynamage de 47 pF est placé entre l'extrémité 4 du primaire et la base du premier OC45. Enfin vous remarquerez la diode OA85 placée entre le point 1 du primaire de TM1 et le point 3 du primaire de TM53. Il s'agit d'une diode limiteuse. Lorsque le signal MF est important (cas d'un émetteur puissant) la diode devient conductrice. Elle se comporte alors comme une résistance placée en shunt sur le primaire de TM1 et amortit le circuit, ce qui a pour résultat de réduire l'amplification et évite que le récepteur soit surchargé par des signaux trop forts. A noter que l'action de cette diode s'ajoute à celle du circuit VCA que nous avons déjà examiné et par conséquent augmente son efficacité.

Deuxième étage amplificateur.

Le secondaire du transfo TM53 attaque la base d'un autre OC45 qui équipe le second étage amplificateur MF. Dans ce circuit de base nous trouvons le pont de polarisation composé de deux résistances ; une ajustable de 15.000 Ω côté -9 V et une 2.700 Ω côté masse. Ce pont est découplé par un condensateur de 40 nF et aboutit à la prise 6 du transfo ce qui assure l'adaptation de l'impédance du secondaire à celle d'entrée du transistor.

La résistance de stabilisation du circuit émetteur fait 1.500 Ω et est shuntée par 40 nF. Le circuit collecteur contient le primaire du transfo MF TM3 et une cellule de découplage formée d'une résistance 1.500 Ω et un condensateur de 40 nF allant à l'émetteur du transistor.

L'enroulement de couplage de TM3 attaque une diode 40P1 qui assure la détection. En plus de cette diode le circuit détecteur contient une résistance de charge de 4.700 Ω shuntée par un condensateur de 10 nF. Le sommet de cette résistance est relié au potentiomètre de volume de 50.000 Ω par une cellule de blocage HF (résistance de 820 Ω et condensateur de 10 nF) et un condensateur de 5 pF.

Premier étage BF.

Le curseur du potentiomètre de volume attaque à travers un condensateur de 5 μ F la base d'un OC75 équipant le premier étage BF, laquelle base est polarisée par un pont formé d'une 22.000 Ω côté masse et d'une 100.000 Ω côté -9 V. La résistance de compensation du circuit émetteur fait 1.000 Ω . Elle est shuntée par un condensateur de 25 μ F. Le circuit collecteur est chargé par une résistance de 4.700 Ω . A la suite nous trouvons l'étage driver qui utilise aussi un transistor OC75. La liaison entre sa base et le collecteur de l'OC75 précédent utilise un condensateur de 5 μ F. Le pont de polarisation de base contient une 10.000 Ω côté masse et une 15.000 Ω côté -9 V. La résistance du circuit émetteur fait 470 Ω et est shuntée par 100 μ F. Le circuit collecteur contient le primaire du transfo BF qui attaque le push-pull final.

Push-pull final.

Le push-pull est équipé par deux OC74 montés en classe B, ce qui permet d'obtenir la puissance modulée importante que nous signalons dans le préambule. Sa constitution est classique. Le pont de polarisation des bases aboutit au point milieu du second

daire du transfo BF. Il est formé côté masse par une 33 Ω et côté — 9 V par une résistance ajustable de 2.200 Ω . Chaque transistor comporte dans son circuit émetteur sa résistance de stabilisation de température dont la valeur est 10 Ω . Cet étage actionne le HP par l'intermédiaire du transfo d'adaptation ayant une impédance de 58 Ω . Un jack à coupure permet de remplacer le HP par un autre extérieur à l'appareil. Une résistance de 47.000 Ω placée entre le secondaire du transfo de sortie et la base du second OC75 forme un circuit de contre-réaction.

L'alimentation est assurée par une pile de 9 V découplée par un condensateur de 500 μ F. Dans la ligne — 9 V nous trouvons une cellule de découplage formée d'une résistance de 100 Ω et d'un condensateur de 500 μ F qui agit pour les deux étages pré-amplificateur BF et le courant d'alimentation base du push-pull. Une seconde cellule ayant des éléments de mêmes valeurs est prévue pour les étages MF et changeur de fréquence.

Réalisation pratique.

Le montage de cet appareil est illustré par la figure 2 qui représente une face du châssis et la figure 3 qui montre l'autre face. Il s'agit d'un châssis métallique sur lequel on commence par fixer les différents éléments : supports de transistors, les relais à coses les transfos MF, le jack HPS, les transfos BF driver et de sortie. Les condensateurs ajustables C1 et C2, le potentiomètre interrupteur, le CV et le bloc de bobinages.

On effectue ensuite le câblage. On relie au châssis la cosse de l'axe du CV et les coses 2 et 18 du bloc de bobinages. On connecte le cage 280 pF du CV à la cosse 12 du bloc et la cage 120 pF à la cosse 4. On relie au châssis une des armatures des condensateurs ajustables C1 et C2. En parallèle sur C1 est soudé un condensateur céramique de 75 pF. C1 est en outre connecté à la cosse 15 du bloc. L'ajustable C2 est relié à la cosse 13 du bloc. Entre cette cosse 13 et le châssis on soude un condensateur céramique de 220 pF. Sur le bloc on soude une céramique de 4,7 pF entre les coses 9 et 2 et un de même valeur entre les coses 11 et 2.

La cosse 3 du bloc est reliée à la broche C du support OC170 et la cosse 5 à la cosse 1 du transfo TM1. On soude un condensateur de 10 nF entre la cosse 1 et la broche E du support OC170 et un de 40 nF entre la cosse 16 et la broche B du même support. La broche M est reliée au châssis. Sur ce support OC170 on soude : une résistance de 4.700 Ω entre la broche E et le châssis, une de 12.000 Ω entre la broche B et le châssis, une de 27.000 Ω entre cette broche B et la cosse a du relais A. Avec du fil de câblage on relie la cosse a du relais A, la cosse a du relais B, la cosse e du relais C et la cosse b du relais D. On connecte la cosse 5 du transfo TM1 à la cosse b du relais A et la cosse 4 de ce transfo à la broche B du support OC45 (1). Sur la broche 3 de TM1 on soude une résistance de 3.900 Ω allant à la cosse a du relais A et un condensateur de 10 nF qui va à la patte de fixation de ce relais. Entre les coses a et b du relais A on soude une résistance de 180.000 Ω . Entre la cosse b du relais et le châssis on dispose un condensateur de 10 μ F en respectant le sens indiqué sur le plan de câblage. La cosse b du relais A est connectée à la cosse b du relais B.

La broche C du support OC45 (1) est réunie à la cosse 2 du transfo TM53. Sur le support on soude : une résistance de 470 Ω et un condensateur de 40 nF entre la broche E et le châssis, un condensateur de 40 nF entre cette broche et la cosse 3 du transfo TM53, un condensateur de 47 pF entre la broche B et la cosse 4 de TM53,

un condensateur de 27 pF entre la broche C et la cosse 7 de TM53. On dispose la diode OA85 entre 1 de TM1 et 3 de TM53 en respectant le sens que nous indiquons. Sur la cosse a du relais B, on soude un condensateur de 500 μ F dont le pôle + est soudé au châssis, une résistance de 4.700 Ω qui va à la cosse 3 de TM53 et une patte de la résistance ajustable de 15.000 Ω . L'autre patte de cette résistance est connectée à la cosse 6 de TM53. La cosse 5 du transfo TM53 est reliée à la broche B du support OC45 (2). On soude une résistance de 2.700 Ω entre la cosse 6 de TM53 et le châssis et un condensateur de 40 nF entre cette cosse et la patte de fixation du relais B. On dispose une résistance de 10.000 Ω entre la cosse b du relais B et la cosse a du relais C.

La broche C du support OC45 (2) est connectée à la cosse 1 du transfo TM3. Sur la broche E on soude un condensateur de 40 nF qui va à la cosse 3 de TM3, une résistance de 1.500 Ω allant à la cosse 5 de TM3 et un condensateur de 40 nF dont l'autre fil est soudé sur la patte de fixation b du relais C. La cosse 5 du transfo MF est reliée au châssis.

Sur le relais C on soude : une résistance de 4.700 Ω entre a et b, un condensateur de 10 nF entre a et le châssis, une résistance de 820 Ω entre a et c, un condensateur de 10 nF entre c et d, un condensateur de 5 μ F entre c et s. On soude la diode 40P1 entre la cosse a du relais C et la cosse 4 de TM3 en respectant le sens indiqué. On soude aussi une résistance de 1.500 Ω entre la cosse 3 de TM3 et la cosse e du relais C. Avec du fil blindé à deux conducteurs on relie la cosse s du relais C à une des extrémités du potentiomètre de volume et la cosse E de ce relais au curseur du potentiomètre. A une de ses extrémités la gaine de ce câble est soudé sur la patte de fixation du relais et à l'autre sur la seconde cosse extrême du potentiomètre.

Entre la cosse E du relais C et la broche B du support OC75 (1) on place un condensateur de 5 μ F. Sur ce support on soude : une résistance de 1.000 Ω et un condensateur de 25 μ F entre la broche E et le châssis, une résistance de 22.000 Ω , la broche B et le châssis, une résistance de 100.000 Ω entre cette broche B et la cosse a du relais D, une résistance de 4.700 Ω entre la broche C et la cosse a du relais D et un condensateur de 5 μ F entre cette broche C et la broche B du support OC75 (2). Sur le relais D on dispose une résistance de 100 Ω entre les coses a et b.

Sur le support OC75 (2) on soude : une résistance de 470 Ω et un condensateur de 100 μ F entre la broche E et le châssis, une résistance de 10.000 Ω entre la broche B et le châssis, une résistance de 15.000 Ω entre B et la cosse a du relais D, et une résistance de 47.000 Ω entre cette broche et la cosse c du relais D. Le primaire du transfo driver TRS59 (1 et 2) est branché entre la broche C du support OC75 (2) et la cosse a du relais D. Chacune des extrémités du secondaire (3 et 5) est reliée à la broche B d'un support OC74. Entre les coses 4 et r de ce transfo on soude une résistance de 33 Ω . La cosse r est connectée au châssis. Sur la cosse 2 de TRS59 on soude le pôle — d'un condensateur de 500 μ F dont le pôle + est soudé sur une cosse placée sur une vis de fixation du transfo. Entre la cosse 2 de TRS59 et la cosse 7 de TRS52 (le transfo de HP) on place une résistance de 100 Ω . Sur la cosse 7 on soude la patte d'une résistance ajustable de 2.200 Ω . L'autre patte de cette résistance est reliée à la cosse 4 de TRS59. La cosse 7 de TRS52 est reliée à la cosse a du relais E. Sur la cosse a on soude le pôle — d'un condensateur de 500 μ F dont le pôle + est soudé au châssis. Les coses 6 et 8 de TRS52 sont connectées

chacune à la broche C d'un support OC74. Entre la broche E de chaque support de OC74 et le châssis on soude une résistance de 10 Ω . La cosse 9 de TRS52 est connectée à la cosse c du relais D et au contact c du jack HPS. Le contact b de ce jack est reliée au châssis. On relie aussi au châssis la cosse 10 de TRS99. La bobine mobile du haut-parleur sera branchée par des fils souples entre la cosse 10 de TRS59 et le contact a du jack HPS.

On peut alors mettre en place le cadre dont les coses a et f sont reliées au châssis. Ses coses, b, c, d, e sont respectivement connectées aux coses 14, 15, 11 et 6 du bloc de bobinages. La prise « Antenne voiture » qui est prévue sur la mallette, est branchée entre la cosse 7 du bloc et le châssis. On reliera aussi l'antenne télescopique à cette cosse 7.

Essais et mise au point.

Après vérification on place les transistors sur leurs supports et on met le récepteur sous tension. Si un accrochage se manifeste (sifflements intenses), il faut inverser le branchement du secondaire du transfo TRS52. A la mise en service, il faut placer les résistances ajustables au maximum de leur valeur. Ensuite, on règle celle de 2.200 Ω de manière à obtenir un courant collecteur total du push-pull de 12 mA. Celle de 15.000 Ω est réglée de façon que le courant collecteur du transistor OC45 (2) soit de 1 mA. On doit pouvoir alors capter quelques stations de manière à vérifier le bon fonctionnement général.

On passe ensuite à l'alignement. On règle les transfos MF en appliquant un signal de 480 kHz sur la base du transistor OC170. On règle dans l'ordre : TM3 le secondaire de TM53, le primaire de TM53 et TM1.

DEVIS DES PIÈCES DÉTACHÉES NÉCESSAIRES AU MONTAGE DU

CR 617 VT

7 transistors + 2 diodes - PUSH-PULL 1 WATT

Haut-parleur 12 x 19.
10 000 gauss.
Grand cadran sur le dessus du coffret.

3 gammes.

Clavier 5 touches :

OC : 13 à 51 mètres.

PO : Cadre.

GO : Antenne.

GO : Cadre.

GO : Antenne.

Antenne

télescopique.

Prise antenne

voiture.

Jack

pour écouteur individuel ou HP supplémentaire.



1 chassis cadmié 145 x 215.....	5.60
1 cadran avec glace et CV.....	15.40
1 bloc 5 touches + 1 ajustable.....	17.60
1 cadre ferrite + jeu de 3 MF.....	15.82
1 potentiomètre 50 K avec inter.....	1.80
7 supports de transistors.....	3.13
Relais, prises, connecteur pour piles.....	4.85
1 transfo de sortie.....	5.90
1 transfo Driver.....	6.50
Fil de câblage, fil blindé, soudure, vis et écrous, boutons.....	3.43
1 jeu de résistances et condensateurs.....	24.10
Toutes les pièces détachées..... NF	104.13
1 haut-parleur 12 x 19. 10 000 gauss.....	20.54
1 jeu de transistors « PHILIPS » : OC170 - 2 x OC45 - 2 x OC75 - 2 x OC74 + diodes OA70 et OA85.....	65.52
2 piles standard 1,5 V « Lampe de poche ».....	1.60
1 coffret gainé 2 tons (245 x 210 x 110) complet avec décor cadran et décor HP.....	47.50
1 antenne télescopique.....	9.60
Le « CR 617VT » absolument complet, en pièces détachées..... NF	248.89

CIBOT-RADIO 1 et 3, rue de Reully, PARIS-XII^e.
Tél. : DID 66-90. C.C. Postal 6129-57 Paris.

On passe ensuite à l'alignement du bloc. En position PO Ant on règle sur 574 kHz les oscillateurs et accord du bloc. Sur 1.400 kHz on règle les trimmers du CV. En position PO Cadre on règle sur 574 kHz

l'enroulement PO du cadre et sur 1.400 kHz l'ajustable C1.

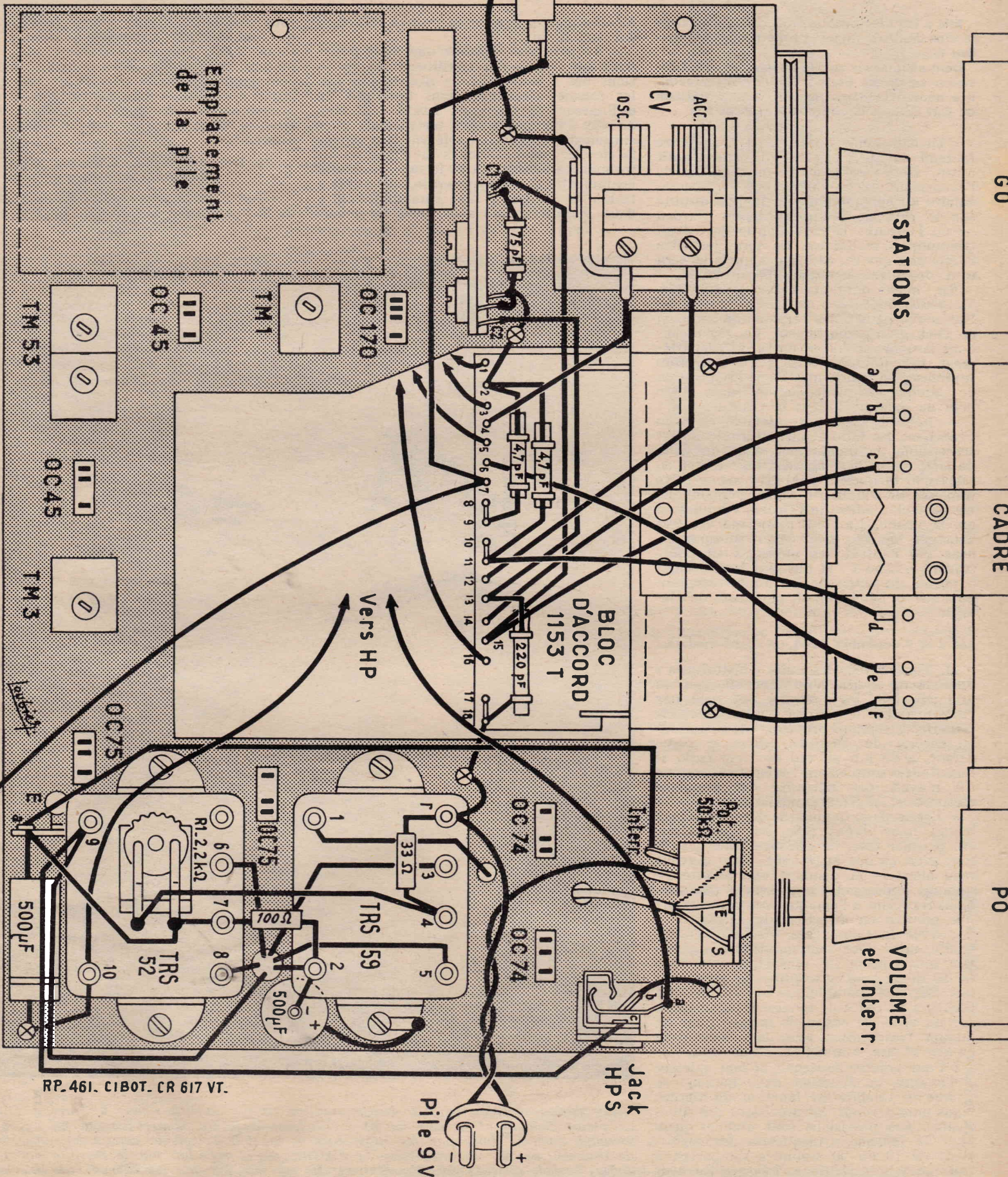
En position GO Cadre on règle sur 160 kHz l'ajustable C2 et l'enroulement GO du cadre. En position GO antenne on règle

le noyau accord GO du bloc sur 200 kHz.

Enfin en position OC, on règle les noyaux oscillateur et accord OC du bloc sur 6,1 MHz.

A. BARAT.

Antenne voiture



RP. 461. CIBOT. CR 617 VT.

FIGURE 3

LA RÉVERBÉRATION ÉLÉMENT DE LA HAUTE FIDÉLITÉ

Tous ceux qui se sont occupés de sonorisation savent l'importance de la réverbération des sons dans leur installation. Réverbération dont ils doivent être maîtres car elle est, elle aussi, la meilleure ou la pire des choses pour les sons.

Rappelons qu'un son peut être absorbé par les parois et le plafond de la pièce dans laquelle il est émis, on réfléchit par celles-ci un nombre de fois plus ou moins grand pendant un temps dit de réverbération.

Si le temps de réverbération d'une très grande salle est trop long, il y a un phénomène d'écho qui unit fortement à l'intelligibilité des sons originaux et même peut aller jusqu'à engendrer la cacophonie. Mais si le temps est trop court (il est pratiquement inexistant dans une pièce de dimension normale) il enlève à la musique un élément subjectif très intéressant : la profondeur pour la restitution de l'effet spatial comme le fait, sur un autre plan, la stéréophonie.

Dans une salle la réverbération naturelle peut être réglée en agissant sur la nature des parois mais, depuis quelques années, on commande aussi artificiellement la réverbération en agissant sur le son reproduit.

La réverbération artificielle consiste à obtenir et à reproduire un son résiduel, analogue à celui que l'on a dans une salle de dimensions et de parois convenables pour une réverbération naturelle. Ce son, en s'ajoutant au son initial, lui retire son effet ponctuel et restitue l'impression d'espace. La réverbération apporte un élément de plénitude très intéressant, même plus sensible que la stéréophonie, pour l'écoute de la musique enregistrée ou radiodiffusée, mais elle doit pouvoir être dosée suivant la nature de la musique et même supprimée pour les chansons et toutes les reproductions de la parole. De plus, le système doit être en mesure de provoquer des signaux diffus de temps différents afin de multiplier les réflexions fictives.

C'est cette réverbération artificielle que l'on cherche maintenant à adjoindre aux récepteurs et aux électrophones en employant des dispositifs relativement simples. Plus simples que les autres systèmes préconisés jusqu'ici et notamment la roue de retard. Cette dernière conduit à une installation fournissant d'excellents résultats mais d'un prix assez élevé se justifiant que pour des sonorisations importantes, par exemple celle du Palais de Chaillot. Il n'est cependant pas inutile de la décrire pour une information complète sur la réverbération artificielle.

La roue de retard

Dans ce système de réverbération, il s'agit d'un retard magnétique. Pour l'obtenir, on utilise une roue possédant sur sa gante un dépôt de matière magnétique analogue à celle que l'on dispose sur les bandes servant à l'enregistrement des sons dans les magnétophones, mais dans ce cas la bande est sans fin.

La réverbération est obtenue par le processus suivant : un microphone capte les sons initiaux qui sont ensuite enregistrés par une tête d'enregistrement sur le dépôt magnétique de la roue. Mais, contrairement aux magnétophones, cette roue comporte

plusieurs têtes de lecture qui alimentent, en signaux plus ou moins retardés, différents amplificateurs. Bien entendu, une tête d'effacement, agissant avant que la roue enregistre un nouveau tour, est indispensable.

Le retard des signaux dépend de la position des têtes de reproduction sur la roue et peut être réglé en les déplaçant sur la circonférence ou encore en agissant sur la vitesse de rotation de la roue. Chaque signal peut, d'autre part, être modifié, par un réglage de tonalité qui permet d'avoir, à volonté, une audition plus ou moins brillante.

Le tunnel de retard.

Pour comprendre l'action du tunnel de retard il faut se souvenir que le son se propage à une vitesse d'environ 340 m/s. Si, dans un tube étroit, on fait parcourir au son une longueur de un mètre de $\frac{1}{340}$ de seconde soit 0,3 m/s. Pour obtenir l'effet de réverbération convenable il convient que ce retard soit au moins de 50 m/s ce qui conduit à un tube d'environ :

$$\frac{50}{0,3} = 17 \text{ m.}$$

Une telle longueur est incompatible avec les dimensions d'un meuble, c'est pourquoi, dans la pratique, on a utilisé comme tunnel de retard un tube souple en plastique enroulé. Schématiquement l'ensemble se présente sous l'aspect de la figure 1. Sur celle-ci on peut voir que le signal est appliqué d'une part à un amplificateur normal

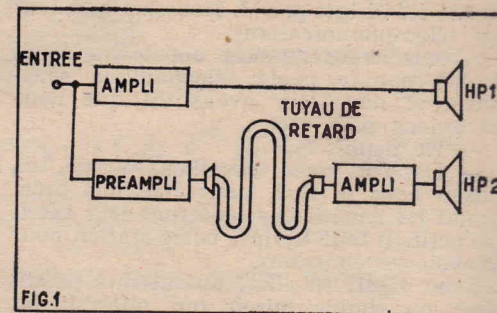


FIG.1

alimentant un haut-parleur (HP1) et d'autre part, à un amplificateur de faible puissance alimentant un petit haut-parleur à chambre de compression dont le son, après avoir parcouru le tunnel, arrive à un microphone qui alimente un deuxième amplificateur. Ce dernier est relié à un haut-parleur (HP2) qui reproduit, avec le retard voulu le même son que HP1 et permet d'obtenir ainsi un effet sensible de réverbération. Cependant, pour éviter que la réponse de HP2 ne subisse pas d'affaiblissements notables sur certaines portions de la courbe, des précautions spéciales au moyen de filtres acoustiques, de résonateurs de Heilmoltz sont indispensables. Ce dispositif est donc encore assez compliqué et la boîte de réverbération basée sur un procédé électromécanique semble appelée à un plus grand développement. Ses dimensions permettent de l'incorporer facilement dans un meuble. Voici la description des ressorts de retard qui équipent ces boîtes.

Le ressort de retard.

La méthode électromécanique de réverbération artificielle faisant appel à des ressorts d'acier, utilisée depuis longtemps par les orgues Hammond, vient d'être appliquée avec succès à des meubles radio-phonos.

Cette méthode est basée sur le fait que lorsqu'un fil d'acier est soumis à une torsion de l'une de ses extrémités, qui lui est communiquée par des oscillations d'origine magnétique, ces dernières sont transmises avec un certain retard à l'autre extrémité. Ces vibrations mécaniques sont réfléchies à nouveau et se propagent dans le fil, soit dans un sens, soit dans l'autre, donnant naissance à un effet de réverbération.

Comme pour le tuyau de retard la longueur, dont dépend le temps de réverbération, serait trop longue pour obtenir, avec un fil tendu, un retard appréciable, c'est pourquoi on utilise des ressorts. Cependant, pour éviter un phénomène régulier d'écho et obtenir son affaiblissement progressif,

comme cela existe dans la réalité, on utilise plusieurs ressorts de longueurs différentes de façon que leurs actions se complètent. D'autre part, le ressort est divisé par des parties droites de fil qui provoquent des réflexions complémentaires des vibrations.

Dans le système illustré par la figure 2 les impulsions sont transmises par l'intermédiaire d'une bobine excitatrice qui reçoit le signal à retarder. A la sortie de trouve un bobinage récepteur qui transforme la vibration mécanique en impulsion électrique appliquée à la deuxième chaîne d'amplificateur. Car, bien entendu, comme pour les autres systèmes, le signal retardé doit être appliqué à un amplificateur séparé.

Ce système s'insère donc facilement dans les circuits des radio-phonos du type « bi-ampli », c'est-à-dire avec deux chaînes d'amplification audio-fréquence séparées. En stéréophonie, il suffit d'adjoindre la réverbération à une seule voie et de prévoir un filtre pour que cet effet s'exerce seulement pour les fréquences inférieures à 500 c/s et ne nuise pas à l'effet stéréophonique que lui, au contraire, est sensible sur les fréquences élevées.

Pratiquée dans ces conditions la réverbération artificielle apporte donc, sans grande difficulté, un nouveau facteur pour une reproduction sonore plus proche de la réalité qui doit satisfaire tous les amateurs de belle musique.

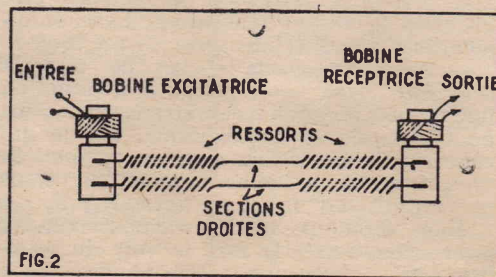


FIG.2

M. A. D.

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.

Haï..., à Boulogne-sur-Mer.

Est-il exact qu'il soit dangereux d'établir des prises de terre sur les conduites d'eau ?

A notre avis, l'exécution de prises de terre sur les conduites d'eau ne présente pas les dangers que vous supposez. En effet, le phénomène d'électrolyse ne se produit que dans le cas d'un courant continu alors que d'une façon générale, les courants industriels sont tous alternatifs.

D'un autre côté, les produits de l'électrolyse apparaissent sur les électrodes et non au sein du liquide.

Jean Lem..., à Saint-Nazaire.

Une résistance de mon récepteur Marconi s'est brisée en deux. Le poste a continué à fonctionner quatre ou cinq mois avant de s'arrêter. Que dois-je faire ?

Quand une résistance grille, c'est que le courant la traversant a fortement augmenté. Cela est généralement dû à un court-circuit entre l'extrémité de cette résistance, opposé à celle où arrive la HT et la masse.

Un tel court-circuit est très souvent dû au claquage d'un condensateur de découplage. Vérifiez donc le ou les condensateurs, se trouvant dans le même circuit que cette résistance.

Mel..., à Valence.

Est-il possible de créer ou monter un récepteur TUNER AM-FM uniquement avec des transistors et diodes ou autres cristaux convenables ?

Techniquement parlant, il est possible de réaliser un tuner AM-FM à transistors, néanmoins, commercialement, on ne trouve pas encore le matériel nécessaire à un tel montage.

Pour cette raison, nous n'avons jamais donné de réalisation de ce genre.

Bon..., à Libourne.

Quel casque faut-il employer sur une prise de haut-parleur de téléviseur ? Faut-il utiliser un ampli à transistors ?

En branchant un casque de 15 ohms sur la prise HPS de votre téléviseur, vous devriez obtenir d'excellents résultats.

Nous ne vous conseillons pas l'utilisation d'un ampli à transistors entre cette prise et le casque, car ce dernier serait saturé ce qui entraînerait une déformation intolérable.

Mor..., à Lizy-sur-Ourcq.

Le récepteur de télévision réalisé d'après les plans parus dans le n° 156 de Radio Plans ronfle. Lorsqu'on débranche la grille de l'oscillatrice, l'image ECLS2, le ronflement disparaît. Pouvez-vous me dire quelle erreur j'ai commise ?

Le ronflement que vous constatez sur votre téléviseur est dû vraisemblablement à un couplage entre le ralaxateur image et l'entrée de l'amplificateur BF de la chaîne son.

Il faudrait vérifier si le déplacement de certaines connexions relatives à ces deux parties ne suppriment pas cet inconvénient.

Peut-être serait-il nécessaire également de blinder les connexions et les condensateurs relatifs à l'entrée de l'amplificateur son.

Clau..., à Forbach.

Reçoit les émissions de TV de Luxembourg, bonnes pour l'image, trop faibles pour le son. Désire savoir s'il convient d'ajouter un étage d'amplification BF.

Il ne faut pas utiliser un amplificateur BF qui n'ajouterait aucune sensibilité.

Il serait préférable d'employer :

- a) soit une antenne, fournissant un gain plus élevé (c'est la meilleure solution),
- b) soit d'employer un pré-amplificateur d'entrée cascade. Nous avons publié des antennes à différentes reprises dans notre revue.

Utilisez un tube ECC819.

A. B..., à Anse (Rhône).

Comment aligner un récepteur à transistors ?

Pour aligner un appareil à transistors, on procède de la même façon que pour un poste à lampes.

Pour le réglage des transfos MF, on branche l'hétérodyne entre la base du transistor changeur de fréquence et la masse.

Pour le réglage du bloc et du cadre, on couple à l'aide d'un enroulement de quelques spires la sortie HF du générateur au cadre.

Le contrôle de l'accord peut se faire à l'aide d'un voltmètre alternatif monté en série avec un condensateur de 0,1 mF et branché aux bornes du primaire du transformateur de sortie de haut-parleur.

R. C..., à Pont-de-l'Arche.

Disposant d'un espace ayant les dimensions suivantes : largeur 51 cm, hauteur 34, profondeur 37, voudrait réaliser un baffle infini.

D'autre part, se plaint de l'effet de Larsen qu'il n'arrive pas à éliminer.

Les dimensions dont vous disposez ne permettent pas de faire un baffle infini sérieux, et, dans ce cas, nous vous conseillons de conserver un baffle normal fait avec les matériaux que vous possédez.

En ce qui concerne l'effet de Larsen, ne viendrait-il pas d'une lampe BF défectueuse. Vérifiez si, en frappant sur l'une d'elles, il ne se produit pas un son de cloche dans le haut-parleur.

H. Le B..., à Paris, 12°.

Pourquoi la tension sur l'anode E184 est-elle sensiblement égale à la HT (5 ou 10 V près) alors qu'elle travaille sur une impédance de 7.000 ohms et que son débit anodique est de 36 mA, ce qui devrait amener une chute de tension considérable si on s'en tenait à la loi d'ohms ?

L'impédance d'un transformateur de haut-parleur est comme toute impédance, la résistance apparente que présente un bobinage au passage du courant alternatif.

Or, l'alimentation plaque d'une lampe quelle qu'elle soit est du courant continu pour lequel cette impédance ne joue pas.

La chute de tension de 5 ou 10 V est uniquement due à la résistance ohmique du fil qui compose le primaire du transfo de haut-parleur.

Y. A..., à Lyon.

Voudrait savoir comment calculer la puissance en watts qu'une résistance chutrice de circuit filament :

Pour obtenir la puissance que doit dissiper une résistance chutrice de circuit filament, il faut multiplier la valeur de cette résistance par l'intensité qui la traverse élevée au carré, c'est-à-dire multipliée par elle-même.

Ainsi, dans votre exemple, vous avez : $260 \times 0,3 \times 0,3 = 23,40 \text{ W}$.

A. R., à Pouancé.

Comment puis-je adapter à mon poste récepteur l'ampli bicanal décrit dans le numéro de février de Radio-Plans ?

Pour pouvoir adapter l'ampli bicanal décrit dans notre n° 160, à votre récepteur, il faut conserver la partie diode de la 6AV6 de ce dernier qui en assure la détection.

La liaison doit donc se faire entre le potentiomètre de puissance et l'entrée de l'amplificateur. Cette connexion doit d'ailleurs être blindée.

C. V., à Croisnes.

L'appareil FM peut-il recevoir les émissions en modulation de fréquence, et lesquelles ?

Le réseau R.T.F. possède un émetteur à modulation de fréquence qui travaille dans la bande des 90 MHz. La portée de ses émissions étant limitée, vous ne pouvez guère recevoir que cette émission.

Lors de l'achat de l'appareil, que vous nous signalez, le mieux serait de demander au vendeur de vous le faire fonctionner. Il est difficile autrement de se rendre compte de son état.

F. P., à Fontenet.

J'ai monté le récepteur à transistors CR607VT décrit dans le n° 160 de Radio-Plans. Le poste fonctionne en GO, et ne donne rien en PO. Que faut-il faire ?

Si votre récepteur fonctionne bien sur antenne, les mauvais résultats obtenus sur cadre ne peuvent être imputables qu'à un mauvais alignement ou à un défaut du cadre. Revoyez donc vos réglages et faites vérifier le cadre par la maison qui vous l'a vendu. Vérifiez auparavant si vous l'avez branché correctement.

Le transfo driver que vous avez utilisé convient très bien, ainsi que le condensateur ajustable. Ce condensateur doit en principe être de 30 pF de capacité maximum. Vous devez donc obtenir cette valeur avec le vôtre.

R. P., à Amiens.

Pouvez-vous me dire ce qu'on trouve en trafic en dessous de 10 m et en dessous de 2.000-6.000 m de longueur d'onde ?

Au-dessus de 2.000 à 6.000 m, vous ne trouverez pratiquement rien, si ce n'est quelques transmissions télégraphiques. Par contre, il y a énormément de choses au-dessous de 10 m, notamment :

- la bande amateurs américaine autour de 50 MHz;
- la bande amateurs française des 72 MHz (4 m);
- des émissions de police autour de 80 MHz;
- la bande de radiodiffusion en modulation de fréquence entre 85 et 100 MHz;
- la bande amateurs des 144 MHz (2 m).

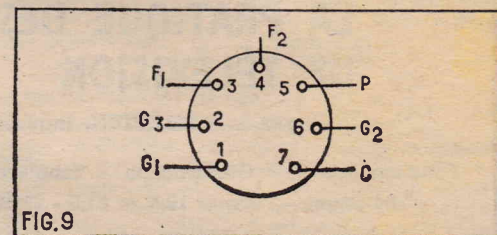
BON DE RÉPONSE Radio-Plans

TECHNIQUES

ÉTRANGÈRES

(Suite de la page 53.)

Les valeurs des éléments de la sonde sont : $R_1 = 2,2 \text{ M}\Omega$, $R_2 = 220 \Omega$, $R_3 = 47 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 4,7 \text{ k}\Omega$, $R_5 = 100 \text{ k}\Omega$ toutes de 0,5 W ; C_1 à $C_4 = 10\,000 \text{ pF}$ au mica ou au papier tension de service 400 V, $C_5 = 5\,000 \text{ pF}$ au papier (tension de service 400 V, BA1 = bobine d'arrêt 2,5 mH ; D = diode au germanium 1N34A, $J_1 =$ fiche coaxiale,



$V_1 =$ lampe pentode 6BA6, dont les branchements du support miniature à sept broches sont indiqués par la figure 9.

Nous décrirons dans la prochaine suite le mode d'emploi de cet appareil de mesures qui doit être utilisé avec un oscilloscope de bonne qualité permettant de voir des oscillogrammes indiquant la courbe de réponse des radio-récepteurs mis au point.

Signalons que dans le schéma de la figure 4, les deux potentiomètres conjugués $R_3 - R_4$ permettent de régler la fréquence du multivibrateur entre 5 et 50 Hz et les condensateurs $C_9 + C_{10}$, l'accord du signal à appliquer au récepteur.

Références.

1. Nuvistor : TV Tuner Uses Nuvistor Triode (Radio Electronics, février 1961) et documentations R.C.A.
2. Générateur modulé : A. Sweep Generator for HI-FI AM, par Don Stones (Electronics World, juin 1960).

R.L.B.